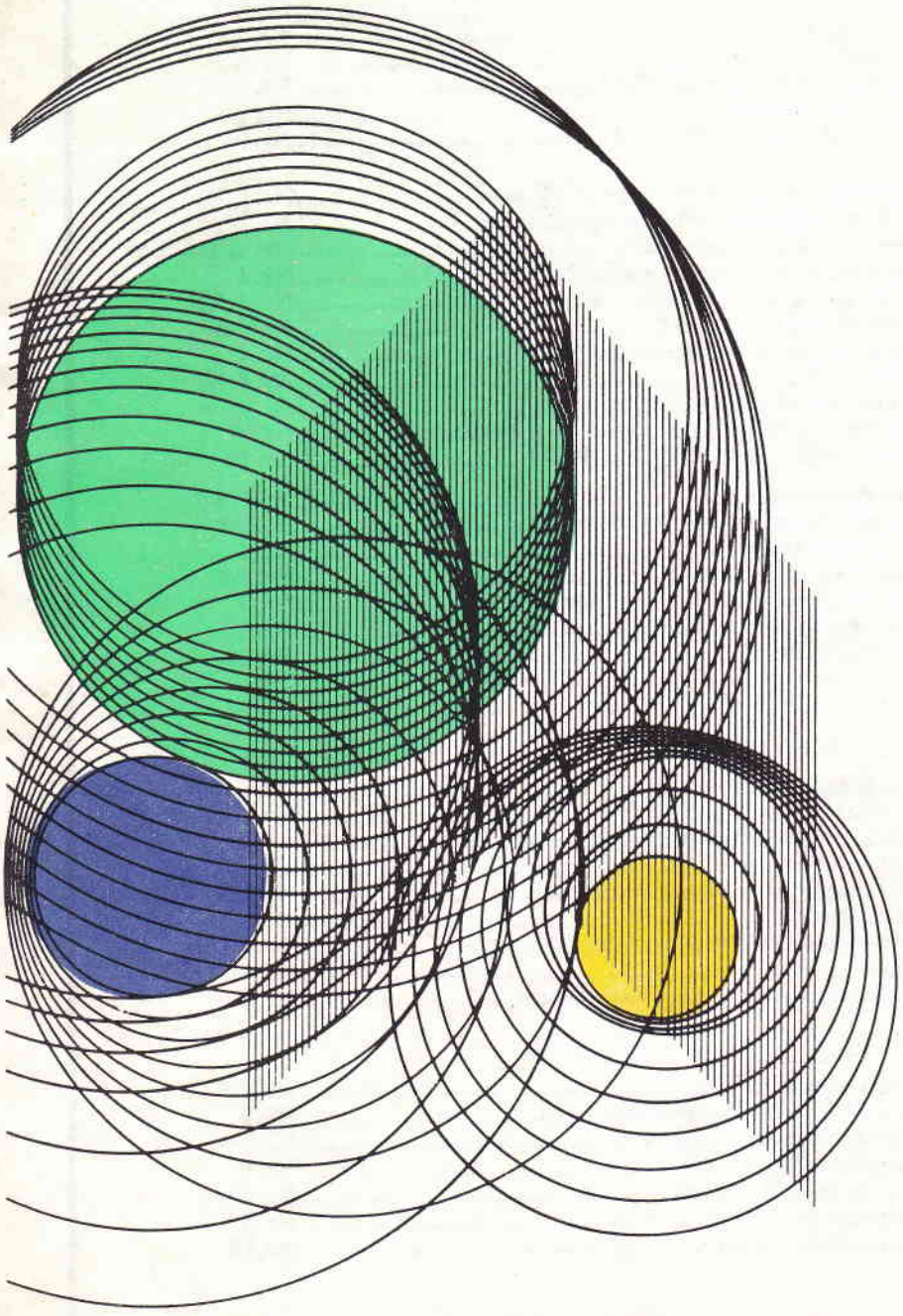
electronistul

PUBLICAŢIE DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE,
INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE
NR.11



DIN CUPRINS

*Terminal pentru telecomunicatii
*Inregistrarea magnetica
*Turometru digital
*Casetofon stereo -deck
*Utilizarea eficienta a cablului comun de antena
*Amplificator UUS/VHF/UHF
*Surse duale cu betaA741
*Amplificator compresor de dinamica

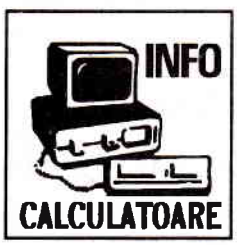
SUMAR SELECTIV "ELECTRONISTUL" NR. 1-10

- Cartelă de inducţie cu cititor asociat ..... Nr. 3
- Filtru activ ..... Nr. 4
- Afişaj cu descărcare în gaz ..... Nr. 5
- Amplificator de putere în comutaţie ..... Nr. 9

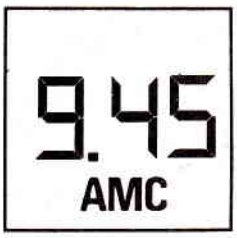
- Amplificator 2 x 40 W cu egalizor grafic ..... Nr. 1-3
- Demagnetizarea capetelor ..... Nr. 2
- Amplificator 2 x 60 W controlat electronic ..... Nr. 3-4
- Parametri HI-FI ..... Nr. 4-5
- Protecţia incintelor acustice HI-FI ..... Nr. 5
- VU-metru grafic ..... Nr. 6
- Boxe active ..... Nr. 6-7
- VU-metru logaritmic ..... Nr. 7
- Sistemul Dolby HX-PRO ..... Nr. 8
- Liniarizarea unei caracteristici RIAA ..... Nr. 8
- Înregistrarea magnetică ..... Nr. 9
- Amplificator HI - FI de 15W Nr.10

- Monitor color pentru redare video şi TV satelit ..... Nr. 1-7
- Înregistrarea digitală pe bandă magnetică ..... Nr. 1
- Depanarea videocasetofoanelor ..... Nr. 1, 3, 4, 8, 9
- Tehnologie microstrip pentru amplificator de antenă ..... Nr. 2
- TV service - Telecolor 3006-3007 ..... Nr. 3-5, 8
- Scheme electrice TOPCOLOR ..... Nr. 5-6
- Antenă selectivă pentru unde decimetrice ..... Nr. 6
- Amplificator video ..... Nr. 8
- Sisteme de conectare video ..... Nr. 9
- Reglarea mecanismului de introducere şi ejectare a casetei Nr.10
- Modul audio video pentru TV - ELCROM ..... Nr. 10

- Sintetizor de frecvenţă ..... Nr. 1-3
- Echipamentul de trafic pentru radioamatori ..... Nr. 1-9
- Oscilator bază de timp ..... Nr. 4
- Rezonatoare cu cuarţ ..... Nr. 5-6
- Stabilitatea oscilatoarelor cu cuarţ termostatate ..... Nr. 7
- Oscilator termostatat cu cuarţ ..... Nr. 8
- Miniantene pentru US ..... Nr. 10



- Cuplor de floppy-disk fără DMA ..... Nr. 1
- Sinteza vorbirii ..... Nr. 1-4
- Instrucţiuni "ascunse" ale microprocesorului Z80 ..... Nr. 1
- Coduri de dungi bar-graf ..... Nr. 2
- Programe simple pentru home computere ..... Nr. 2-3
- Casetofon digital ..... Nr. 3
- Limbaj de asamblare Z80 (Spectrum 48 k) ..... Nr. 4-10
- Super Basic ..... Nr. 5-7
- Extractor de impulsuri pentru sincronizare ..... Nr. 8



- Multimetru digital ..... Nr. 1-3
- Generator de funcţii optoelectronic ..... Nr. 2
- AMC-defecte, depanare, reglare ..... Nr. 3-8
- Tester multifuncţional ..... Nr. 4
- Generator de joasă frecvenţă ..... Nr. 6-8
- Tester automat pentru tranzistoare ..... Nr. 8
- Utilizarea osciloscopului ..... Nr. 10

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 4500 ÷ 6000 lei pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 4000 ÷ 4500 lei pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 3000 ÷ 4000 lei pentru un articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 2500 ÷ 3000 lei pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 1500 ÷ 2500 lei pentru articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 800 ÷ 1500 lei pentru un articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design, reclamă)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare şi tehnoredactare)

SUMAR

SUMAR NR. 11

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* pag.2

HI-FI

- *Amplificator HI-FI de 15W* pag.6
- *Înregistrarea magnetică* pag.7
- *Casetofon stero - deck* pag.9

RADIO

- *Echipamentul de trafic pentru radioamatori* pag.12

INFO-CALCULATOARE

- *Limbaj de asamblare Z-80 (Spectrum 48K)* pag.14

VIDEO - TV

- *Reglarea mecanismului de introducere şi ejectare a casetei video* pag.15
- *Utilizarea eficientă a cablului comun de antenă* pag.16

A.M.C.

- *Utilizarea osciloscopului* pag.18
- *Factor de umplere variabil* pag.20

AUTO

- *Turometru digital* pag.21

SEMNAL

- *Din lumea electronicii* pag.22

P. S.

- *Amplificator UUS/VHF/UHF* pag.23
- *Surse duale cu βA741* pag.23
- *Generator sincronizat CBA/CBM* pag.24
- *Amplificator compresor de dinamică* pag.24

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sînt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

TERMINALE PENTRU TELECOMUNICAŢII

Ing. Andrian Nicolae - referent special I, ROMTELECOM

(continuare din numărul trecut)

1.2. Claviatura cu selecţie zecimală

După cum s-a arătat, claviatura poate înlocui discul telefonic dacă poate transforma codul primit (prin apăsarea butoanelor) în trenuri de impulsuri similare celor produse de un disc de apel.

Primele dispozitive de acest fel aveau la bază un principiu mecanic sau electromecanic. Din cauza complexităţii tehnologice deosebite şi a preţului ridicat sistemul nu s-a extins, fiind utilizat numai în aplicaţii speciale.

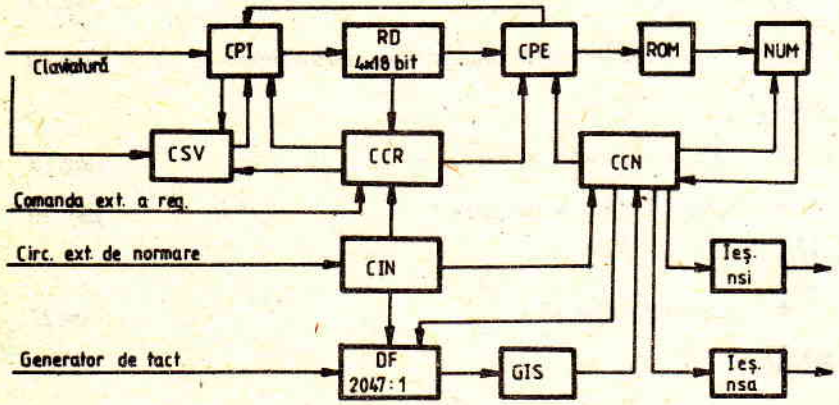
Odată cu apariţia semiconductoarelor şi îndeosebi a circuitelor integrate, claviaturile au devenit interesante. La început s-au realizat modele cu circuite în tehnologie TTL. Deoarece viteza de transmisie a numerelor în linia telefonică era mult mai mică decît formarea acestora, au fost necesare trepte de memorare temporară a codurilor netransmise încă spre centrala telefonică automată. Considerînd că o secretară poate apăsa 3 butoane pe secundă şi că transmiterea unei cifre necesită în medie o secundă (se include şi pauza interdigitală) rezultă că formarea unui număr telefonic de 8 cifre durează în medie 3 secunde, iar transmiterea 8 secunde. Deci sînt necesare 5 trepte de memorie RAM pentru stocarea codurilor care urmează a fi transmise. Ca urmare consumul de energie devine mare (în cazul TTL-urilor) şi apare necesitatea unei alimentări de la reţeaua de 220V c.a. sau de la o baterie suplimentară. Acest fapt nu este admisibil deoarece serviciul telefonic trebuie să funcţioneze chiar în cazul unor avarii la sectorul energetic (220V c.a.). Sistemul cu număr redus de trepte de memorie a înlocuit discul telefonic fără a aduce un serviciu suplimentar (ex.: reluarea numărului).

Problema alimentării circuitelor electronice ale claviaturii şi introducerea de noi servicii a fost rezolvată de apariţia tehnologiei MOS. Astfel au fost realizate primele circuite integrate dedicate terminalelor telefonice.

Printre primele circuite se numără şi tipul SAH215 fabricat de firma ITT. Acesta necesită un generator exterior de tact dublă fază cu o amplitudine de aprox. -18V. Consumul de putere este mai mic de 4mW. Se va insista puţin asupra funcţionării acestui circuit deoarece ilustrează logica folosită de mai toate familiile ulterioare evoluate.

În fig. 12 este ilustrată schema bloc a circuitului SAH 215. O comandă de 4 biţi de informaţie de la claviatură se

Fig. 12



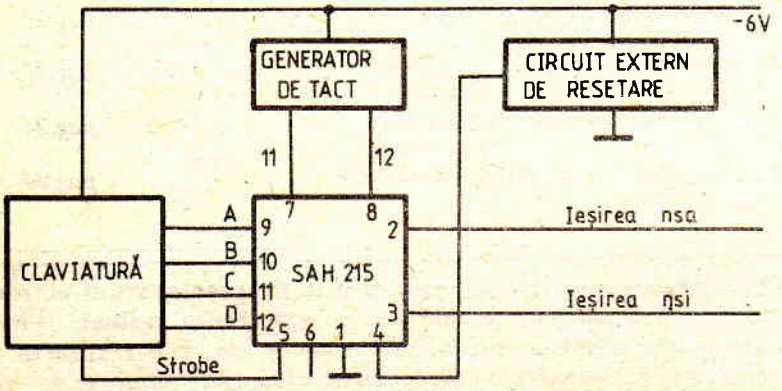


Fig. 13

Cifra	D	C	B	A
1	0	0	0	0
2	0	0	0	1
3	0	0	1	0
4	X	1	0	0
5	0	1	X	1
6	0	1	1	0
7	1	0	0	0
8	1	X	0	1
sau 8	1	0	X	1
9	1	0	1	0
0	0	0	1	1

Fig. 14

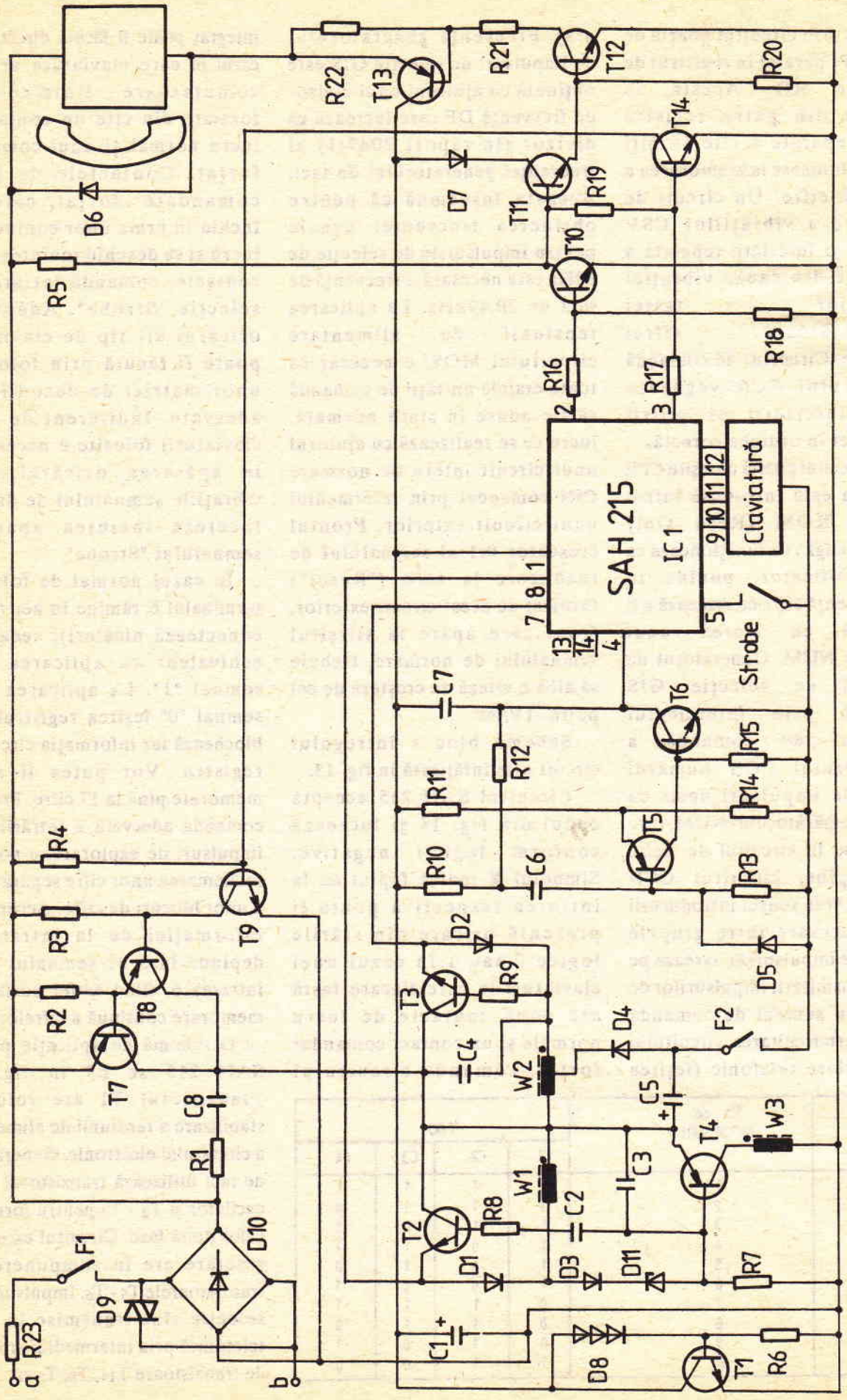

SAH 215
IC 1
Claviatură
Strobe
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
R16
R17
R18
R19
R20
R21
R22
R23
C1
C2
C3
C4
C5
C6
C7
C8
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
D9
D10
D11
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T8
T9
T10
T11
T12
T13
T14
W1
W2
W3
F1
F2
a
b

Fig. 15

transmite prin circuitul poartă de intrare CPI paralel în registrul de deplasare RD. Acesta se compune din patru registre paralel separate a cîte 18 biţi fiecare şi folosesc la memorarea a maxim 18 cifre. Un circuit de suprimare a vibraţiilor CSV împiedică o înscriere repetată a unei cifre din cauza vibraţiei contactelor tastei corespunzătoare cifrei respective. Circuitul de comandă a registrului CCR veghează asupra înscrierii şi citirii informaţiei în ordinea corectă.

Prin circuitul poartă de ieşire CPE informaţia este introdusă într-o memorie ROM (Read Only Memory - engl.) ce funcţionează ca un decodificator, punînd în corespondenţă cifra ce urmează a fi transmisă cu starea unui numărător NUM. Generatorul de impulsuri de selecţie GIS generează prin intermediul circuitului de comandă a numărătorului CCN numărul necesar de impulsuri decis cu ajutorul numărătorului NUM, care sînt trimise în circuitul de ieşire nsi. În plus, circuitul CCN acţionează şi în sensul introducerii pauzei necesare între grupele separate de impulsuri şi livrează pe timpul transmiterii impulsurilor de selecţie un semnal de comandă pentru scurtcircuitarea circuitului de convorbire telefonic (ieşirea nsa). Frecvenţa generatorului de impulsuri de selecţie GIS este obţinută cu ajutorul unui divizor de frecvenţă DF care lucrează ca divizor (în raport 2047:1) al frecvenţei generatorului de tact. Aceasta înseamnă că pentru obţinerea frecvenţei uzuale pentru impulsurile de selecţie de 10Hz este necesară o frecvenţă de tact de 20,47kHz. La aplicarea tensiunii de alimentare circuitului MOS, e necesar ca toate etajele unităţii de comandă să fie aduse în stare normată, lucru ce se realizează cu ajutorul unui circuit intern de normare CIN comandat prin intermediul unui circuit exterior. Frontul crescător 0/1 al semnalului de readucere la zero ("Reset") furnizat de acest circuit exterior, front care apare la sfîrşitul semnalului de normare, trebuie să aibă o viteză de creştere de cel puţin -1V/ms.

Schema bloc a întregului circuit este înfăţişată în fig. 13.

Circuitul SAH 215 acceptă codul din fig. 14 şi lucrează conform logicii negative. Simbolul **X** indică faptul că la intrarea respectivă poate fi prezentă oricare din stările logice 0 sau 1. În cazul unei claviaturi la care fiecare tastă are două contacte de lucru normale şi un contact comandat forţat, comanda circuitului integrat poate fi făcută direct, ca în cazul în care claviatura ar avea comutatoare linie-coloană formate din cîte un contact de lucru normal şi unul comandat forţat. Contactele de lucru comandate forţat, care se închid în urma unor contacte de lucru şi se deschid înaintea altor contacte, comandă intrarea de selecţie "Strobe". Adaptarea oricărui alt tip de claviatură poate fi făcută prin folosirea unor matrici de decodificare adecvate. Indiferent de tipul claviaturii folosite e necesar ca la apăsarea oricărei taste vibraţiile semnalului de date să înceteze înaintea apariţiei semnalului "Strobe".

În cazul normal de folosire, terminalul 6 rămîne în aer (nu se conectează nicăieri), ceea ce e echivalent cu aplicarea unui semnal "1". La aplicarea unui semnal "0" ieşirea registrului se blochează iar informaţia circulă în registru. Vor putea fi astfel memorate pînă la 17 cifre. Printr-o comandă adecvată a intrării 6 cu impulsuri de explorare, e posibilă rechemarea unor cifre separate sau a unor blocuri de cifre. Acceptarea informaţiei de la intrare nu depinde însă de semnalul de la intrarea 6, fiind astfel posibilă o memorare continuă a cifrelor.

O schemă de aplicaţie pentru SAH 215 se dă în fig. 15. Tranzistorul T1 are rolul de stabilizare a tensiunii de alimentare a circuitului electronic. Generatorul de tact utilizează tranzistorul T_4 ca oscilator şi T_2 - T_3 pentru formarea celor două faze. Circuitul extern de resetare are în compunerea sa tranzistoarele T_5 - T_6. Impulsurile de selecţie sînt transmise în linia telefonică prin intermediul grupului de tranzistoare T_{14}, T_9, T_8 şi

BUTON APĂSAT	Nr. de IMPULSURI	COD			
		C1	C2	C3	C4
1	1	1	1	1	1
2	2	1	1	1	0
3	3	1	1	0	1
4	4	1	0	1	1
5	5	1	0	1	0
6	6	1	0	0	1
7	7	0	1	1	1
8	8	0	1	1	0
9	9	0	1	0	1
0	10	1	1	0	0

Fig. 16

T_7. Pe perioada formării numerelor, circuitul telefonic de convorbire este deconectat prin intermediul grupului T_{10}, T_{11}, T_{12} şi T_{13}. Pentru protejarea circuitului electronic împotriva supratensiunilor şi a schimbărilor de polaritate provenite din linia telefonică (a, b) s-a prevăzut varistorul D_9, grupul R_1, C_8 şi puntea D_{10}.

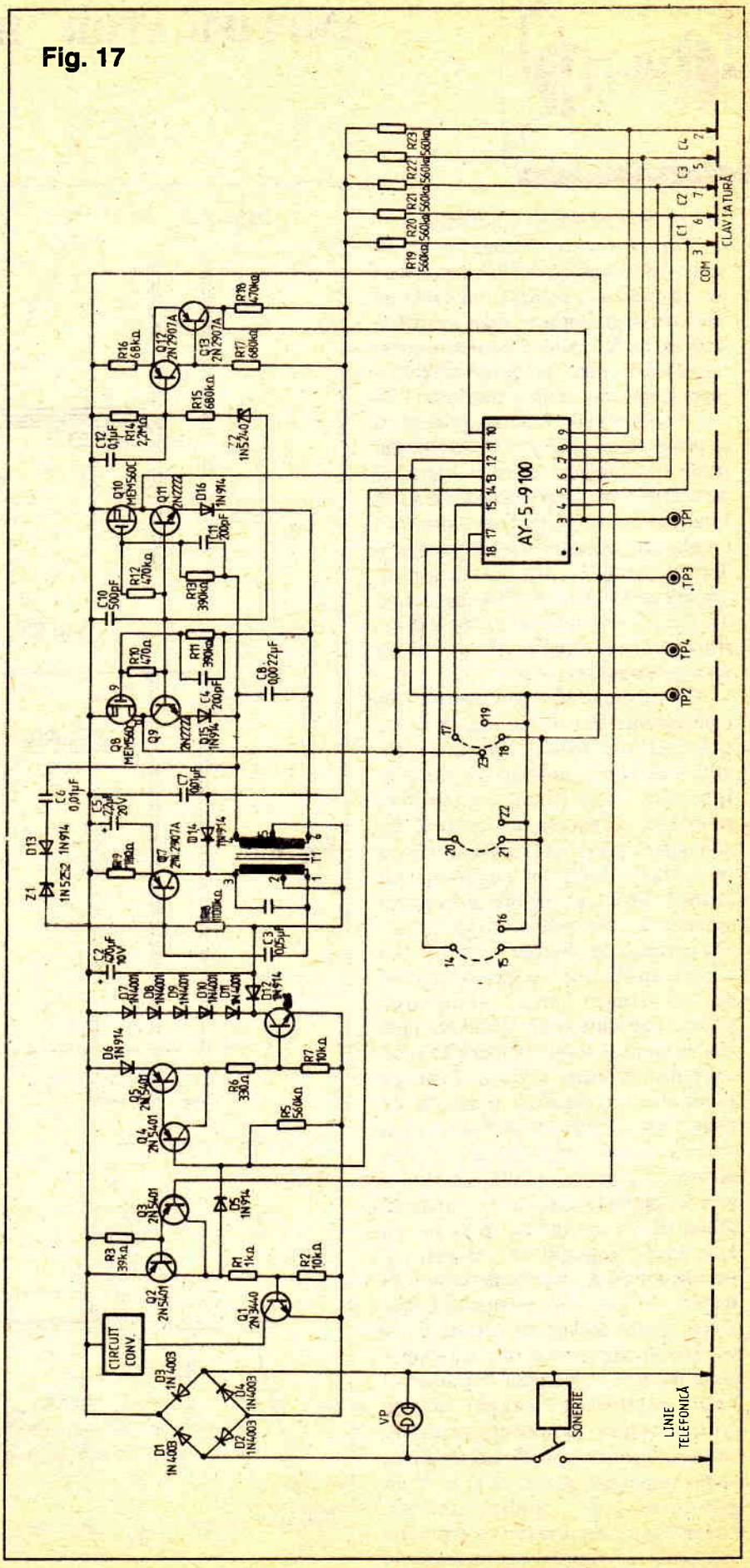
Firma General Instrument Microelectronics a realizat o serie de circuite specializate pentru telefonie. Printre primele se numără şi AY-5-9100. Asemănarea cu circuitul SAH 215 ne determină să nu insistăm asupra arhitecturii interne. Şi în acest caz este necesar un contact general de strobare care se închide numai după ce vibraţiile contactelor de cod s-au terminat. Circuitul acceptă codul ilustrat pe fig. 16. Acesta poate proveni de la o claviatură cu cîte două contacte pentru fiecare buton sau de la una cu cîte un singur contact dar cuplată prin intermediul unei interfeţe care face adaptarea la codul menţionat.

Generatorul de tact utilizează tranzistorul Q_7 ca oscilator şi Q_8, Q_9, Q_{10}, Q_{11} pentru formarea celor două faze. Circuitul extern de resetare are în componenţa sa tranzistoarele Q_{12} şi Q_{13}. Impulsurile de selecţie sînt transmise în linia telefonică prin intermediul grupului de tranzistoare Q_4, Q_5, Q_6. Pe perioada formării numerelor, circuitul telefonic de convorbire este deconectat prin intermediul grupului Q_1, Q_2, Q_3. Pentru protecţia circuitului electronic împotriva supratensiunilor s-a prevăzut dispozitivul cu descărcare în gaz VP, iar pentru schimbările de polaritate ale liniei telefonice, puntea formată din diodele D_1, D_2, D_3, D_4.

Alimentarea circuitului electronic pe perioada transmiterii impulsurilor de selecţie se realizează din energia stocată în condensatorul C_2. Memoria RAM are 21 de trepte, iar consumul cipului este mai mic de 0,9mW.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 17

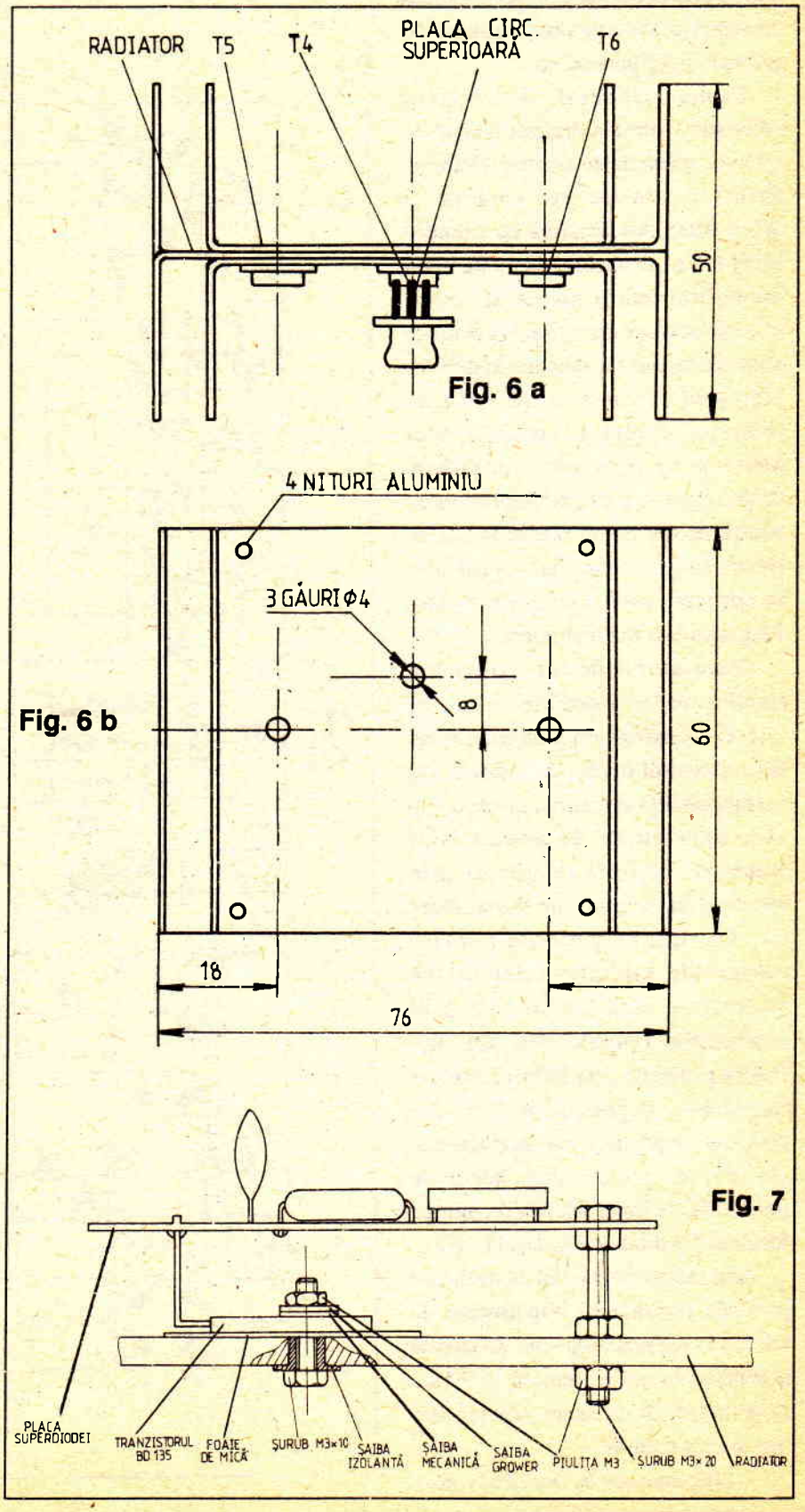


AMPLIFICATOR HI-FI DE 15W

(continuare din numărul trecut)

Tranzistoarele finale T5 şi T6 împreună cu tranzistorul T4 se montează pe un radiator, realizat din tablă de aluminiu cu grosimea de 1mm, asamblată conform fig. 6. Modul de asamblare dintre tranzistoarele finale şi plăcuţa de cablaj a superdiodei, care conţine tranzistorul T4 este prezentat în fig. 7. Se menţionează că se poate utiliza şi alt tip de radiator din profil de aluminiu, avînd o suprafaţă minimă de $8cm^2$. După realizarea practică a montajului se verifică corectitudinea amplasării componentelor electrice. Tranzistorul T1 are un factor de amplificare în curent $\beta \geq 350$, tranzistorul T2 $\beta \geq 250$, tranzistorul T3 $\beta \geq 100$, iar tranzistoarele finale T5 şi T6 se selecţionează cu acelaşi β.

Se recomandă testarea fiecărei componente înainte de plantarea pe plăcuţele de cablaj imprimat. Se alimentează montajul de la o sursă de tensiune stabilizată U_A=28V, neuitînd a înseria pe traseul de alimentare siguranţa fuzibilă prevăzută în cadrul montajului (siguranţa nu apare pe plăcuţa de cablaj imprimat). Se ştrapează intrarea montajului, se conectează la ieşirea acestuia un rezistor de 4Ω şi se efectuează reglajele de tensiune prin acţionarea potenţiometrului semireglabil R2, pînă cînd în emitorii tranzistoarelor T5 şi T6 se obţine o tensiune egală ca valoare cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare ($U_eT5=U_eT6=14V$). Apoi se realizează reglajul de curent acţionînd cursorul potenţiometrului semireglabil R13 astfel încît montajul să absoarbă un curent de mers în gol I_o=35mA. Reglajul se porneşte cu poziţia iniţială a potenţiometrului R13 înspre terminalul rezistorului R_{14}. După aceste reglaje se deconectează sursa de alimentare şi se înlătură ştrapul de la intrarea montajului. Cu ajutorul unui osciloscop (după ce se realimentează montajul) se poate vizualiza forma de undă a semnalului audio amplificat. Acesta se ia de la un generator de audiofrecvenţă, ($200mV_{RMS}$). Se constată că montajul confirmă pe deplin performanţele menţionate iniţial. ◆



ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Emil Marian

(continuare din numărul trecut)

Valorile negative ale cîmpului magnetic H tind să depărteze particulele magnetice ale benzii magnetice de starea de saturaţie, producînd variaţii mari ale inducţiei magnetice remanente Br (punctele 4, 5 şi 6). Dacă în capul magnetic de înregistrare se aplică un semnal sinusoidal, banda magnetică saturată rămîne cu o inducţie magnetică remanentă B_r, similară cu situaţia prezentată în fig. 9. Rezultă că la redare apar distorsiuni neliniare foarte pronunţate, semnalul audio fiind influenţat în special de armonica a 2-a. Cazul unei benzi magnetice cu inducţie remanentă zero (ştearsă cu ajutorul unui cîmp magnetic alternativ) a cărei caracteristică de transfer B_{rem} = f(H) este prezentat în fig.10. Dacă la bornele capului magnetic de înregistrare se aplică un semnal electric sinusoidal, inducţia magnetică remanentă B_r din banda magnetică prezintă forma de undă prezentată în fig. 10. Se observă că ea este puternic distorsionată, fiind prezentă în mod special armonica de ordinul 3. Acest lucru se datorează caracteristicii de transfer neliniare, deformată puternic în jurul originii axelor rectangulare proprii diagramei B_{rem} = f(H).

Analizînd cele expuse anterior apar următoarele concluzii:

— Înregistrarea fără polarizare a unei benzi magnetice care nu a mai fost înregistrată iniţial sau care a fost ştearsă folosind procedeul de ştergere în curent alternativ implică apariţia unor distorsiuni importante ale formei de undă proprii semnalului original, în special apariţia armonicii de ordinul 3.

— Înregistrarea fără polarizare a unei benzi magnetice care a fost ştearsă folosind procedeul de ştergere în curent continuu implică apariţia unui semnal total distorsionat, fiind prezentă în special armonica de ordinul 2.

— Forma distorsionată a caracteristicii de transfer B_{rem} = f(H) se datorează în special inflexiunii din apropierea originii axelor rectangulare. Datorită acestui fapt o înregistrare fără polarizare este caracterizată în mod sigur de un coeficient de distorsiuni pronunţat.

Ţinînd cont de aceste considerente se impune mutarea punctului de funcţionare iniţial pe caracteristica de transfer B_{rem} = f(H) în aşa fel încît înregistrarea să prezinte un minim de distorsiuni. Acest lucru se face cu ajutorul polarizării iniţiale a benzii magnetice (premagnetizare) înainte ca aceasta să fie înregistrată.

1.4.2. Înregistrarea cu polarizare de curent continuu

Acest tip de înregistrare se obţine prin suprapunerea unei componente de curent continuu, în mod convenabil alese, curentului de audiofrecvenţă din bobina capului magnetic de înregistrare. Rolul curentului continuu este de a genera un cîmp magnetic continuu de polarizare, care determină punctul de funcţionare iniţial pe caracteristica de magnetizare B_{rem}=f(H), astfel încît intervalul de variaţie a inducţiei magnetice remanente B_{rem}, determinată de curentul alternativ, să se situeze într-o porţiune liniară (vezi fig. 11). Dacă se utilizează o bandă magnetică ce a fost ştearsă iniţial prin aducerea în stare de saturaţie (cu un cîmp magnetic continuu constant generat de un curent continuu) punctul de funcţionare se alege în mijlocul porţiunii liniare a caracteristicii de transfer B_{rem}=f(H) folosind un cîmp magnetic de polaritate negativă. Curentul datorat semnalului de audiofrecvenţă, suprapus curentului de polarizare, creează în banda magnetică o inducţie magnetică remanentă proporţională cu aceştia, situaţie în care distorsiunile neliniare sînt mult mai reduse. Dacă banda magnetică este complet demagnetizată (ştearsă cu ajutorul unui cîmp magnetic generat de un curent alternativ) curentul de polarizare se poate alege pozitiv sau negativ, deoarece caracteristica de transfer B_{rem}=f(H) prezintă două porţiuni aproape liniare (vezi fig. 12). Dezavantajele metodei de înregistrare cu polarizare în curent continuu constau în apariţia unor distorsiuni neliniare THD destul de mari (cca 10%) şi totodată un nivel de zgomot ridicat. Distorsiunile neliniare apar datorită faptului că forma porţiunii de curbă B_{rem}=f(H) aleasă pentru funcţionare este doar aproximativ rectilinie, iar odată cu creşterea amplitudinii semnalului audio destinat înregistrării, creşte şi coeficientul

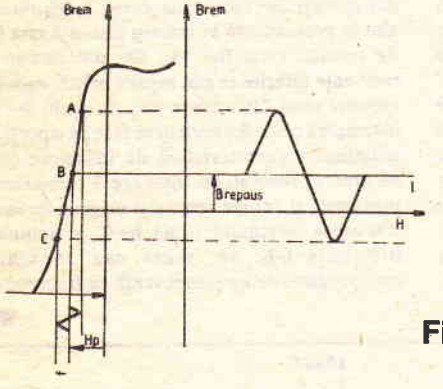


Fig. 11

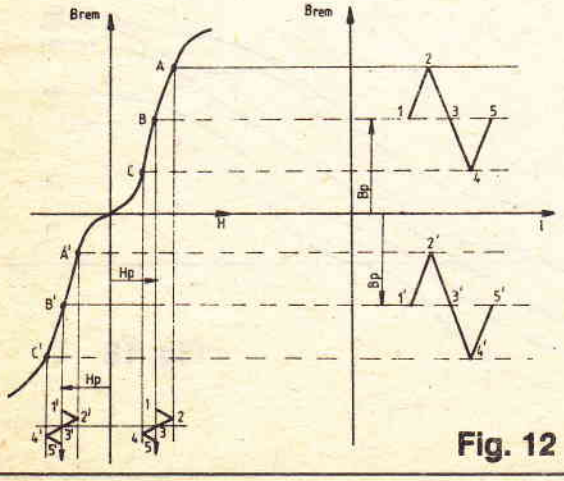


Fig. 12

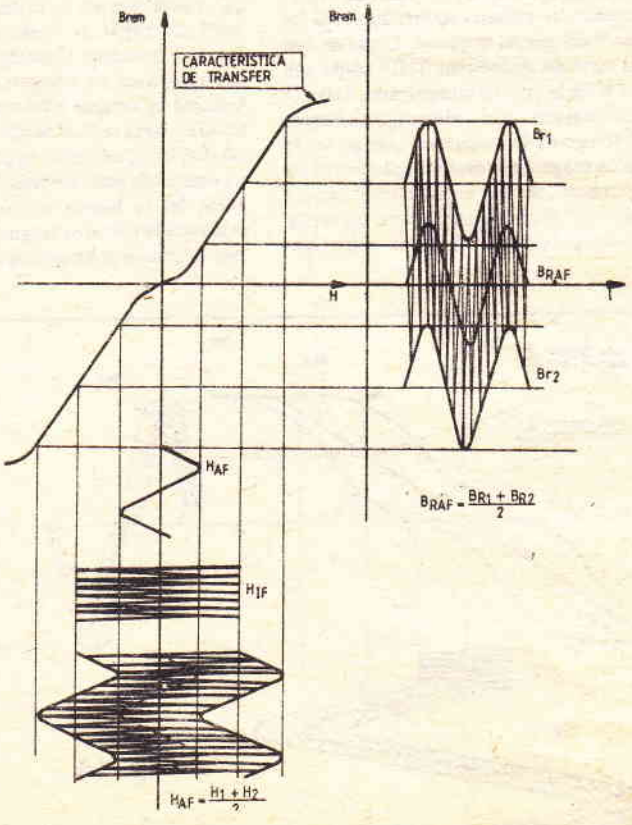


Fig. 13

THD. Nivelul mare de zgomot se datorește faptului că banda magnetică este magnetizată inițial, chiar și în cazul lipsei semnalului de audiofrecvență. Acest lucru provoacă un zgomot de fond foarte neplăcut în momentul redării, din cauza neomogenității constructive a particulelor magnetice incluse în componența benzii magnetice. Neajunsul s-ar putea remedia prin alegerea unei astfel de valori pentru curentul de polarizare încît inducția remanentă B_{rem} în lipsa semnalului de audiofrecvență să fie nulă, dar în acest caz se micșorează porțiunea liniară a curbei de magnetizare $B_{rem}=f(H)$, iar datorită acestui fapt trebuie micșorată amplitudinea semnalului audio util. În această situație în mod sigur crește raportul semnal-zgomot, dar concomitent este micșorată și dinamica înregistrării. Datorită acestor considerente, metoda înregistrării cu polarizare în curent continuu nu a avut o extindere prea mare fiind înlocuită aproape exclusiv de înregistrarea cu polarizare în curent alternativ de înaltă frecvență.

1.4.3. Înregistrarea cu polarizare folosind curenți de înaltă frecvență

La înregistrarea cu polarizare în curent continuu, inconvenientul procentului de distorsiuni neliniare ridicat este accentuat și de zgomotul de fond neplăcut, evidențiat în mod special în lipsa semnalului de înregistrare. Acest element suplimentar micșorează categoric dinamica înregistrării. Datorită acestor considerente, s-a căutat un nou sistem de polarizare, care să lărgească dinamica semnalului înregistrat și totodată să reducă zgomotul care apare în pauzele semnalului audio util. Cerințele menționate anterior sînt îndeplinite de sistemul de polarizare care folosește curentul alternativ de înaltă frecvență. Această metodă permite obținerea unei dinamici a înregistrării de circa 60 dB, un raport semnal-zgomot de valoare asemănătoare și un zgomot de fond minim în pauze. Concomitent procentul total de distorsiuni THD scade sub 1%, astfel încît la redare înregistrarea reflectă practic întocmai semnalul audio original. Pentru a ușura înțelegerea fenomenelor care au loc la înregistrarea magnetică folosind polarizarea de curent alternativ, se fac inițial cîteva ipoteze simplificatoare, ulterior aducîndu-se corecțiile necesare. Se presupune că forma repartiției cîmpului magnetic în întrefier este dreptunghiulară (crește de la zero la H_{max} pe o distanță foarte scurtă, își păstrează această valoare pe toată lățimea întrefierului și apoi revine la zero pe o distanță la fel de scurtă). Dacă prin înfășurarea capului magnetic de înregistrare circulă numai curentul de polarizare, a cărui frecvență se situează deasupra limitei superioare a spectrului de frecvență sonor ($f_{polarizare}$ = 50 ... 150 KHz) și a cărui amplitudine este mai mică decît a curentului de ștergere (deci nu se atinge saturația magnetică) atunci pe banda magnetică se înregistrează acest semnal ultrasonor. Înregistrarea este distorsionată datorită neliniarității caracteristicii $B_{rem}=f(H)$, iar inducția magnetică remanentă B_{rem} este caracterizată de prezența armonicii de ordinul 3. După ieșirea din zona întrefierului, datorită fenomenului de demagnetizare, care se manifestă cu atît mai puternic cu cît frecvența semnalului înregistrat este mai mare, semnalele înregistrate sînt atenuate. În momentul redării apare și fenomenul de lărgire a întrefierului (fenomen ce se va studia ulterior) care se manifestă mult mai intens la frecvențele înalte. Practic, se creează o nouă atenuare a semnalului de polarizare înregistrat. Datorită faptului că amplificatorul de redare este construit astfel încît să lucreze numai în banda de audiofrecvență, ca rezultat final se obține o atenuare considerabilă a semnalului ultrasonor înregistrat. Deci, o tensiune electrică ce prezintă o amplitudine foarte redusă (comparabilă cu cea a zgomotului de fond). Acest semnal ultrasonor nu se poate percepe de către organul auditiv uman (ureche). Semnalul ultrasonor se poate totuși auzi dacă, printr-un artificiu oarecare, banda magnetică înregistrată se deplasează prin fața capului magnetic de redare cu o viteză care are un ordin de mărime mai mic decît cel inițial. În acest mod se micșorează mecanic frecvența semnalului înregistrat. Spre exemplu, dacă s-a înregistrat banda magnetică folosind un semnal ultrasonor cu frecvența de 80 KHz, iar la redare banda se deplasează de 10 ori mai încet, curentul de polarizare se aude ca un semnal de audiofrecvență de 8 KHz, situat în acest fel în banda audio. Faptul se poate evidenția la pornirea magnetofonului (pornirea mecanismului de antrenare a benzii magnetice), cînd, dacă s-a înregistrat numai curentul de polarizare inițial se aude un fluierat a cărui frecvență crește și intensitatea scade pe măsura creșterii vitezei de antrenare a benzii magnetice. În momentul atingerii vitezei de regim a acesteia, fluieratul dispare complet. Dacă la bornele capului magnetic de înregistrare, pe lîngă curentul de polarizare de înaltă frecvență se adaugă un curent continuu, rezultatul este obținerea unui curent alternativ sinusoidal asimetric. Înregistrarea se face într-un mod similar cazului polarizării în curent continuu, iar semnalul de înaltă frecvență nu mai este distorsionat. Se obține în final o magnetizare continuă a benzii magnetice, căreia i se suprapune magnetizarea alternativă datorată cîmpului magnetic de înaltă frecvență, atenuată datorită cauzelor menționate anterior. La redare rămîne numai efectul cîmpului magnetic continuu care creează o inducție magnetică remanentă de valoare constantă. Datorită acestui fapt la redare nu ar trebui să se audă nimic (nu se induce nici o tensiune electromotoare). Apare totuși zgomotul (fîșîit) provocat de neomogenitatea benzii magnetice, fenomen foarte asemănător celui obținut la înregistrarea cu polarizare de curent continuu.

Să analizăm situația în care la bornele capului magnetic de înregistrare se însumează curentul de polarizare cu un curent alternativ de frecvență audio (însumare și nu modulație, deoarece se presupune o caracteristică de transfer liniară a elementului de însumat). Valoarea instantanee a curentului de audiofrecvență obținut prin însumarea celor doi curenți este egală cu media aritmetică a valorilor instantanee proprii curbei înfășurătoare $I_{AF}=(I_1+I_2)/2$. Caracteristica rezultată nu este simetrică față de axa de simetrie inițială a celor doi curenți, iar cele două curbe înfășurătoare sînt în permanență la aceeași distanță una față de cealaltă (vezi fig. 13). Cei doi curenți de frecvențe diferite se pot separa relativ ușor (cu ajutorul unui filtru trece jos). În cazul în care însumarea celor doi curenți se face pe o porțiune neliniară a caracteristicii de însumare (deci modulare) semnalului total are 3 componente principale și anume semnalul original de înaltă frecvență, semnalul sumă f_1+f_a, și semnalul diferență f_1-f_a. În acest caz separarea componentei de audiofrecvență cu frecvența f_a

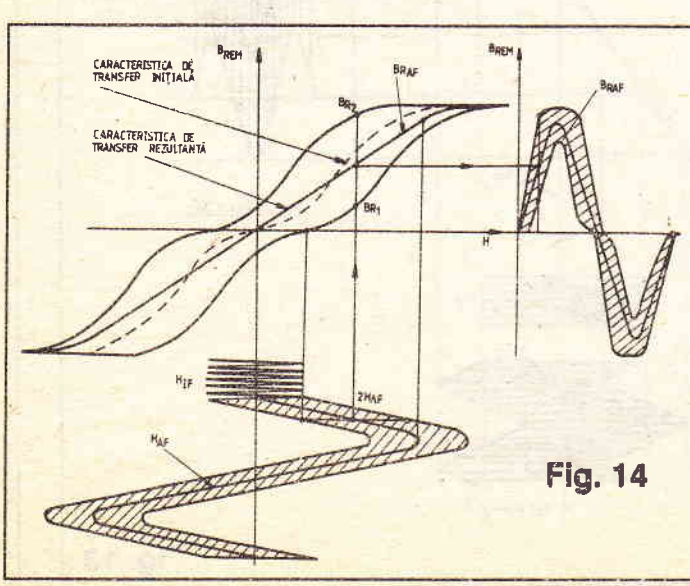


Fig. 14

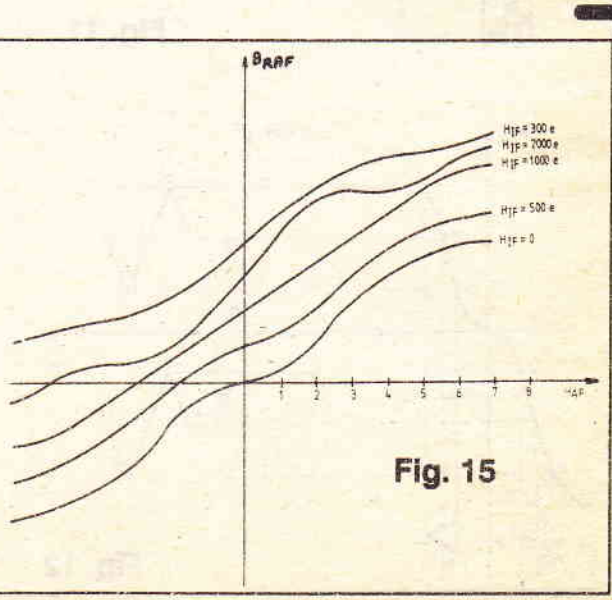


Fig. 15

CASETOFON STEREO - DECK

Gribincea Doru

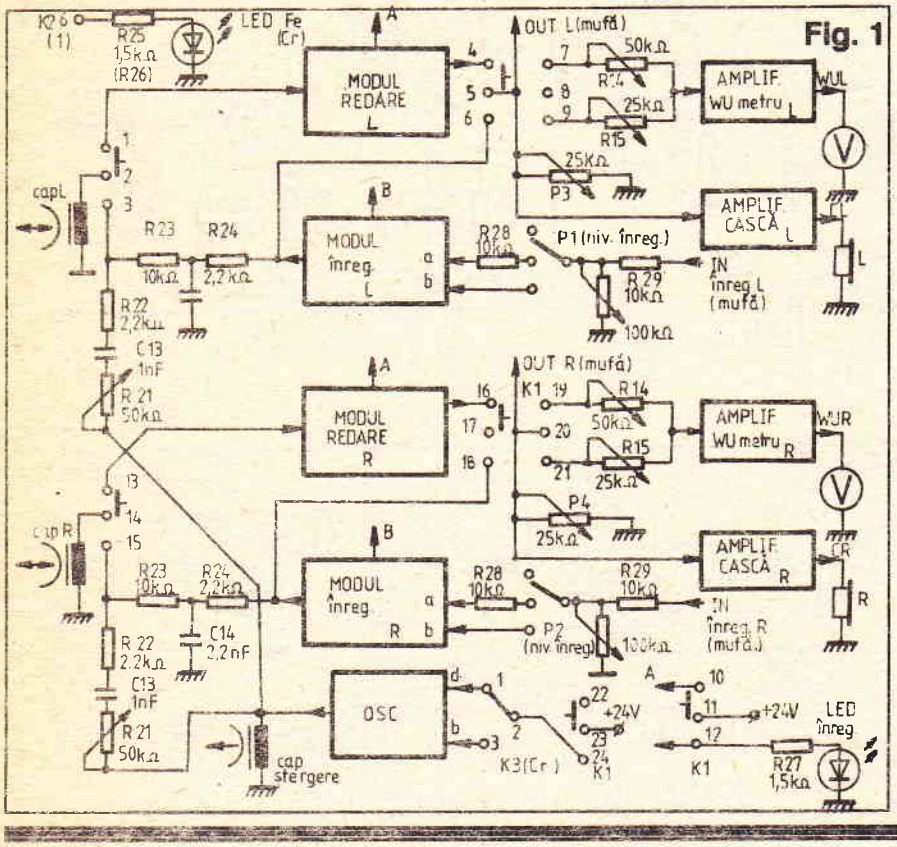


Fig. 1

Construcţia de faţă se adresează atît amatorilor cu o oarecare experienţă în domeniul audio şi cu îndemînare în realizări mecanice cît şi electroniştilor cu experienţă. Este o construcţie de mare interes prin componentele folosite, adică prin preţurile scăzute de achiziţie şi performanţele HI-FI obţinute.

Volumul de muncă este mare dar satisfacţia realizării înzecită.

Pretenţiile execuţiei sînt relativ mici iar riscul investiţiei fără succes este nul. Dezavantajul constă în faptul că totul este executat cu tranzistori deşi acum există posibilitatea obţinerii performanţelor cu circuite integrate.

Lucrînd cu circuite integrate, se simplifică construcţia, dar este nevoie de o experienţă mai mare şi de o investiţie corespunzătoare.

Construcţia se execută conform schemelor electrice, avînd la dispoziţie cablajul şi desenele de ansamblu ce se folosesc pentru plantarea componentelor.

se poate face numai cu ajutorul unui element neliniar (detector neliniar, discriminator etc.). Se observă că înalta frecvenţă modulată este în permanenţă simetrică faţă de axa absciselor. Aplicînd la bornele capului magnetic de înregistrare un curent obţinut din combinarea curentului de audiofrecvenţă cu cel de înaltă frecvenţă, la o viteză de deplasare a benzii magnetice destul de mare, curentul de audiofrecvenţă se poate considera continuu în intervalul de timp în care o particulă elementară a benzii magnetice trece prin faţa întrefierului. Pe banda magnetică se înregistrează componente ce prezintă ambele frecvenţe.

Datorită alurei caracteristicii de transfer dinamice $B_{rem}=f(H)$ curentul de înaltă frecvenţă este distorsionat (ca şi în cazul în care se înregistrează doar curentul de polarizare). Curentul de audiofrecvenţă suprapus este însă nedistorsionat, deoarece valorile de vîrf ale semnalului total se situează pe porţiunile liniare ale caracteristicii de transfer. Valoarea instantanee a inducţiei magnetice remanente de audiofrecvenţă se determină din semisuma valorilor instantanee ale caracteristicii totale (vezi fig. 13), şi anume $B_{RAF} = (B_{R1}+B_{R2})/2$. În cazul în care curentul de polarizare cu frecvenţă înaltă prezintă asimetrii datorită apariţiei armonicii a doua (deci dacă are o componentă de curent continuu) aceasta se înregistrează pe banda magnetică şi induce în capul magnetic de redare datorită neomogenităţii benzii un zgomot puternic. Ca urmare a acestui fapt, este absolut necesar ca prezenţa componentei de curent continuu să fie eliminată complet de la bornele capului magnetic de înregistrare. Se observă că, înregistrarea cu polarizare de înaltă frecvenţă face ca pe banda magnetică să fie practic înregistrate două semnale electrice, şi anume semnalul de audiofrecvenţă şi semnalul de frecvenţă înaltă. Acesta însă nu se poate auzi la redare deoarece el este situat în banda frecvenţelor ultrasonore. Amplitudinea lui este de 2-3 ori mai mare decît amplitudinea semnalului de audiofrecvenţă şi ar putea produce distorsiuni neliniare în momentul amplificării semnalului audio util de către amplificatorul de audiofrecvenţă. Concluzia imediată este prezenţa absolut necesară a unui filtru trece-jos, conectat în lanţul audio ce succede capul magnetic de redare, pentru atenuarea semnalului de frecvenţă înaltă. Se observă că, pentru fiecare curent de polarizare de înaltă frecvenţă, care creează un cîmp magnetic de amplitudine H_{if}, se poate construi o caracteristică de transfer $B_{RAF} = f(H_{AF})$ pentru H_{if} = constant.

Construcţia diagramei din fig. 14 se bazează pe faptul că acţiunea cîmpului magnetic de audiofrecvenţă H_{AF} are ca rezultat mutarea punctelor mijlocii ale sinusoidei ce reprezintă curentul de audiofrecvenţă la dreapta şi la stînga pe caracteristica de transfer $B_{rem}= f(H)$. Pentru obţinerea caracteristicii de transfer $B_{RAF}=f(H_{AF}, H_{if})$ se mută practic caracteristica de transfer iniţială $B_r = f(H)$ la dreapta şi la stînga originii axelor de coordonate, cu o valoare egală cu amplitudinea cîmpului de polarizare utilizat. Ulterior, se determină semisuma inducţiilor magnetice remanente B_{R1} şi B_{R2}, aflate pe ordonatele celor două diagrame $B_{R1} = f(H)$ şi $B_{R2} = f(H)$. Rezultă relaţia $B_{RAF} = (B_{R1} + B_{R2})/2$. Unind toate punctele determinate în acest fel se obţine caracteristica de transfer căutată $B_{RAF} = f(H_{AF}, H_{if})$, pentru H_{if} = constant. Se observă imediat că acţiunea polarizării, folosind un curent de înaltă frecvenţă, constă în liniarizarea caracteristicii de transfer $B_{rem} = f(H)$ în jurul originii, şi prelungirea porţiunilor liniare ale ei faţă de situaţia polarizării în curent continuu. Caracteristica de transfer $B_{RAF} = f(H_{AF}, H_{if})$ ne indică porţiunea liniară care poate fi folosită pentru imprimarea benzii magnetice, şi totodată panta acestei porţiuni. Pentru fiecare amplitudine a cîmpului magnetic de înaltă frecvenţă H_{if} se obţine o caracteristică distinctă $B_{RAF} = f(H_{AF})$, cu o pantă şi o porţiune liniară proprie. În fig. 15 sînt reprezentate diferite caracteristici $B_{RAF} = f(H_{AF})$, pentru cîteva valori uzuale ale cîmpului magnetic de înaltă frecvenţă H_{if}. Analizînd grupul de diagrame se observă că pentru valoarea $H_{if} = 0$ diagrama rezultată reprezintă caracteristica de transfer iniţială. $B_{REM} = f(H)$, care implică distorsiunile neliniare maxime (cazul lipsei polarizării). Pe măsură ce creşte amplitudinea cîmpului magnetic de înaltă frecvenţă H_{if}, se observă că se măreşte şi porţiunea liniară a diagramelor $B_{RAF} = f(H_{AF})$. Pentru o anumită valoare a cîmpului magnetic H_{if}, se observă că porţiunea liniară este maximă. În această situaţie se pot înregistra semnalele audio de amplitudine mare, fără distorsiuni şi totodată cu un raport semnal-zgomot foarte bun (maxim).

Mărind în continuare amplitudinea cîmpului magnetic H_{if}, se observă că porţiunea liniară a caracteristicii $B_{RAF} = f(H_{AF})$ se micşorează iar panta ei creşte. Acest lucru este echivalent la redare cu apariţia unei tensiuni de audiofrecvenţă mari însă cu distorsiuni THD însemnate.

(Continuare în numărul viitor)

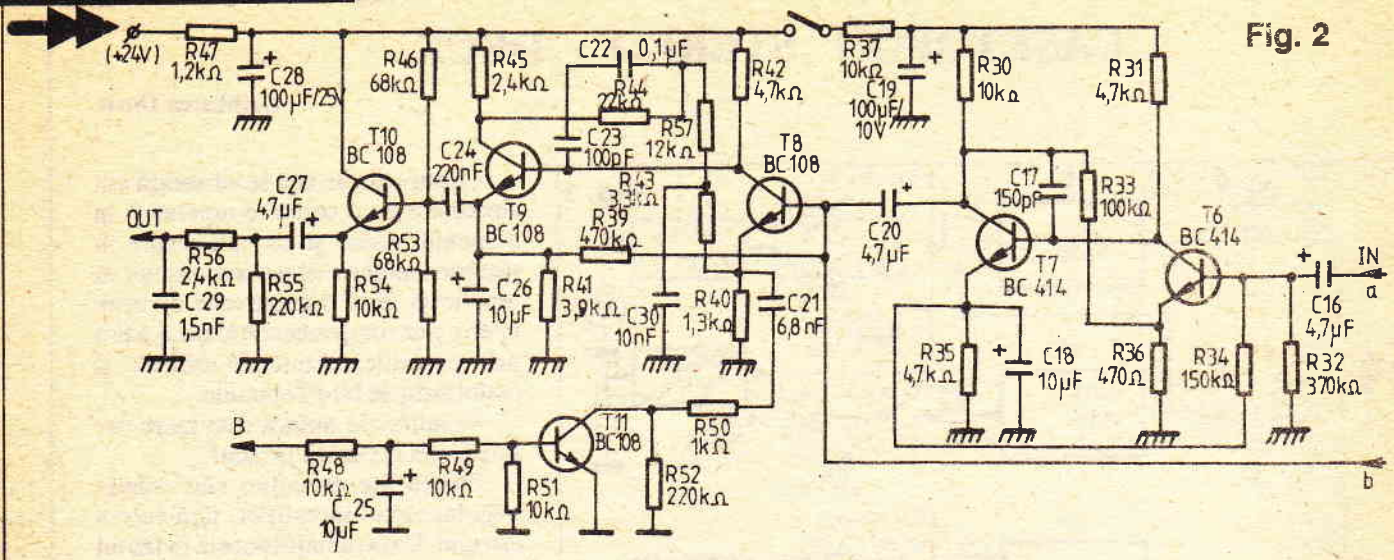


Fig. 2

Fig. 3

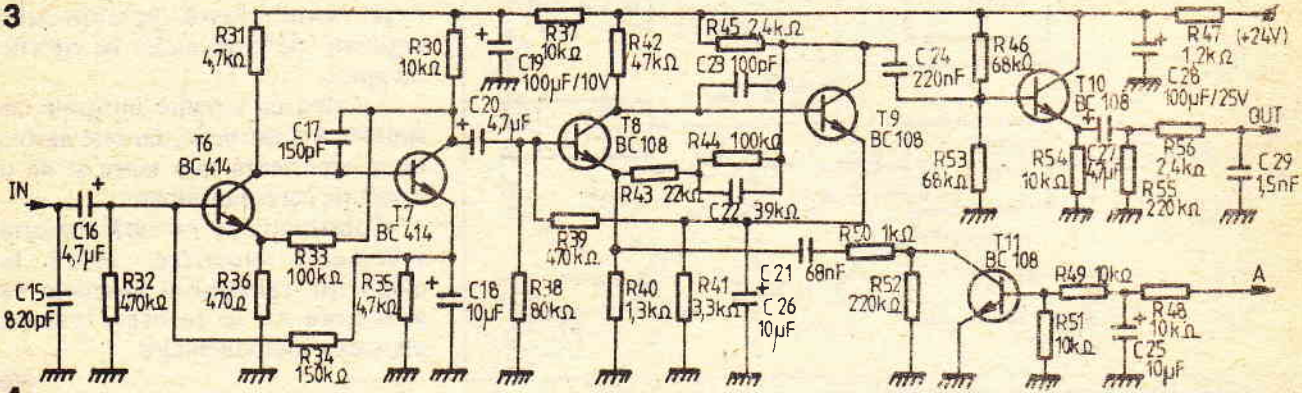
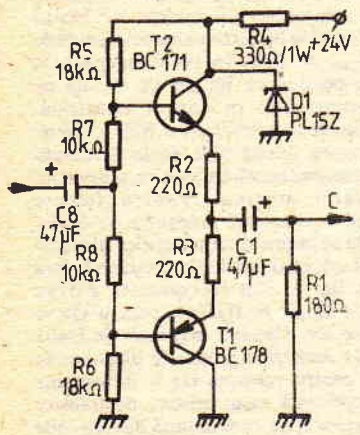
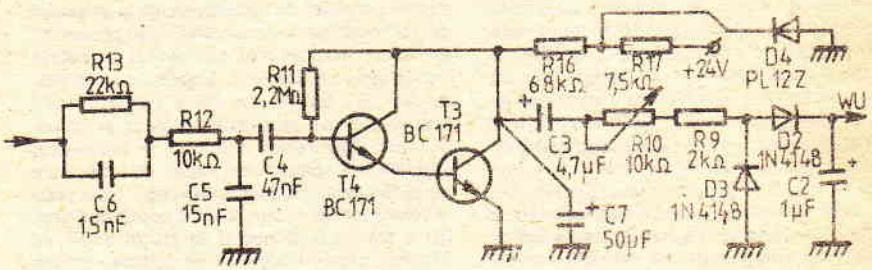


Fig. 4

Fig. 5





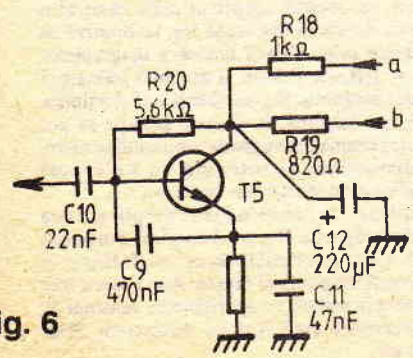


Fig. 6

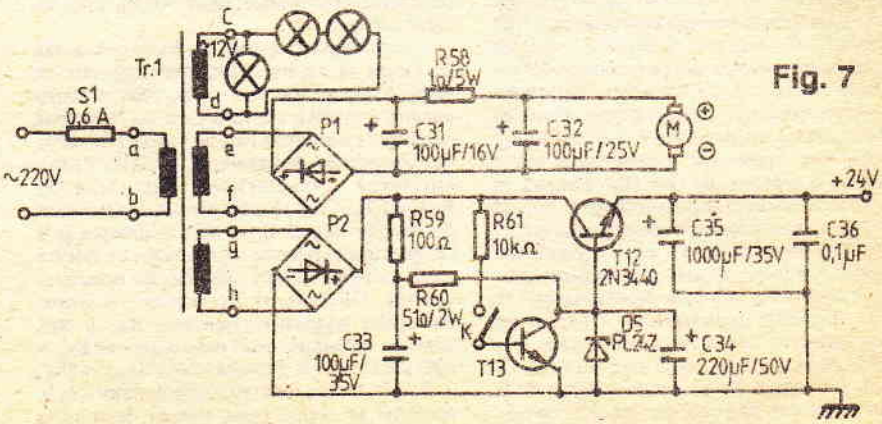


Fig. 7

Mecanica folosită poate fi recuperată de la orice tip de casetofon cu condiţia să fie în bună stare de funcţionare. Gabaritul cutiei va fi cel stabilit de mecanica pe care o aveţi sau o veţi procura. Există posibilitatea de amplasare a mecanicii pe partea superioară a deck-ului, deci orizontal, aceasta obligînd însă la dispunerea în rack pe ultima treaptă, rămînînd ca pickupul să fie aşezat în alt plan.

Instrumentele folosite ca WU-metre pot fi de orice tip, rămînînd ca alegerea să o faceţi după gust sau posibilităţi de achiziţie.

Montajul prevede rezistori semireglabili pentru efectuarea unor reglaje astfel încît să nu constituie o problemă alegerea WU-metrelor.

Schema Placa de bază (schema electrică fig. 1; cablaj fig. 8, desen de ansamblu fig. 9) cuprinde comutatorul înregistrare - redare de tip MAIAK (sau similar cu 2x12 pini), amplificatorul de căşti (schema electrică fig. 4), amplificatorul pentru WU-metre (schema electrică fig. 5), precum şi cuplele pentru montarea celor patru plăcuţe (două înregistrare, două redare), mufele de intrare şi ieşire, comutatoarele pentru Fe şi Cr, precum şi un oscilator (schema electrică fig. 6).

(Continuare în numărul viitor)

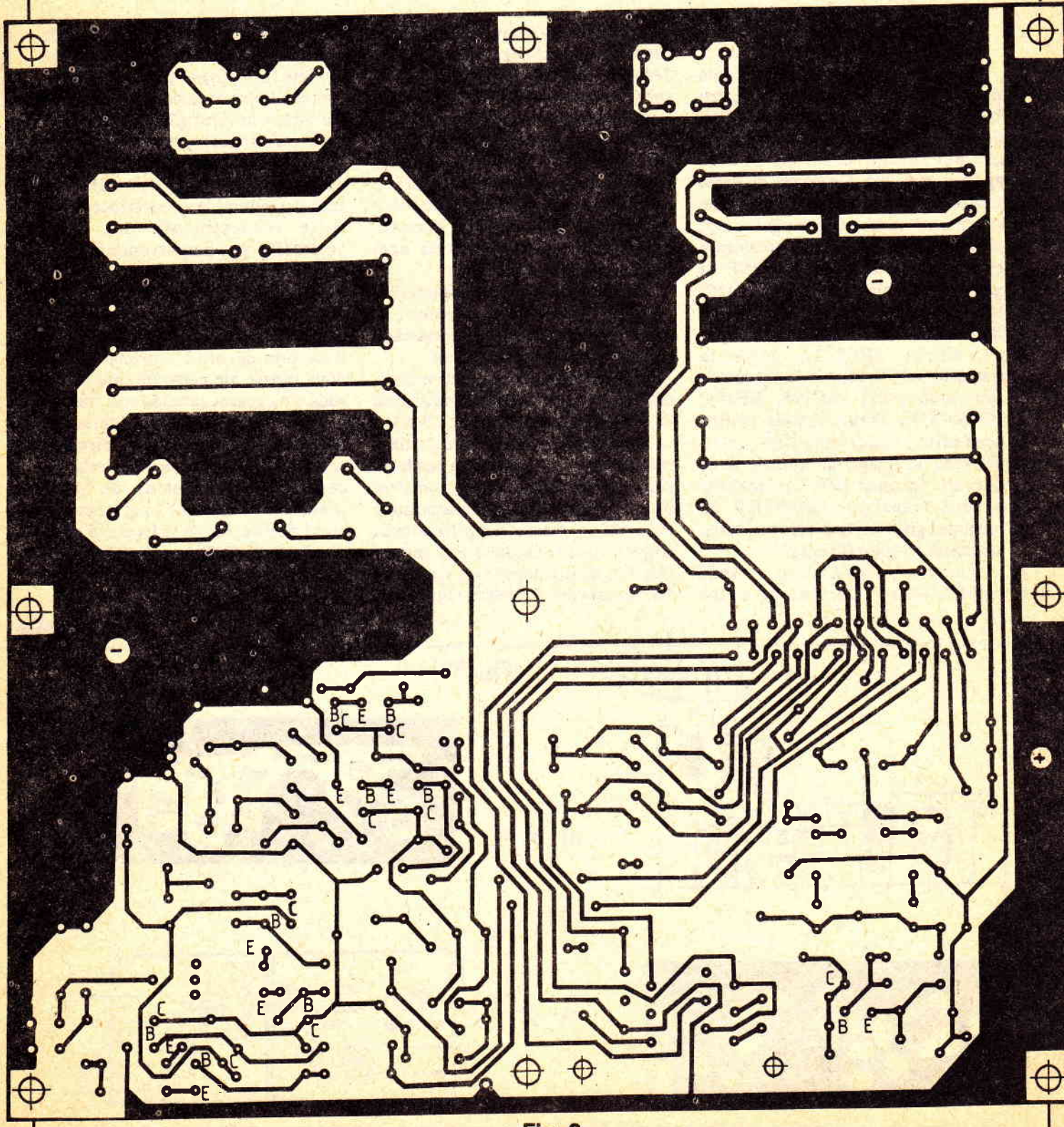


Fig. 8

ECHIPAMENTUL DE TRAFIC PENTRU RADIOAMATORI

A.N. - YO3DKM

(urmare din numărul trecut)

Amplificatorul pentru UUS

Spre deosebire de amplificatoarele pentru US, amplificatoarelor pentru UUS li se impun unele condiţii deosebite: să amplifice semnale de ordinul sutelor de MHz, să aibă zgomot mic, etc. De aceea alegerea tranzistoarelor devine o operaţiune importantă. Astfel, de-a lungul anilor, tehnologia de realizare a acestora a evoluat de la tranzistoarele PNP cu germaniu, tip mesa (AF109R, AF139) la cele planare NPN cu siliciu (BF200, BF214-215, BF180-183, etc) sau PNP cu siliciu (BF272), pînă la tranzistoarele cu efect de cîmp cu una sau două porţi (BF245, BF256, BF960-963). Tranzistoarele pentru domeniul microundelor s-au dezvoltat în special în ultimele două decenii. În anul 1970 s-a realizat primul tranzistor MOSFET cu lungimea grilei de 1μm prin utilizarea arseniurii de galiu (GaAs).

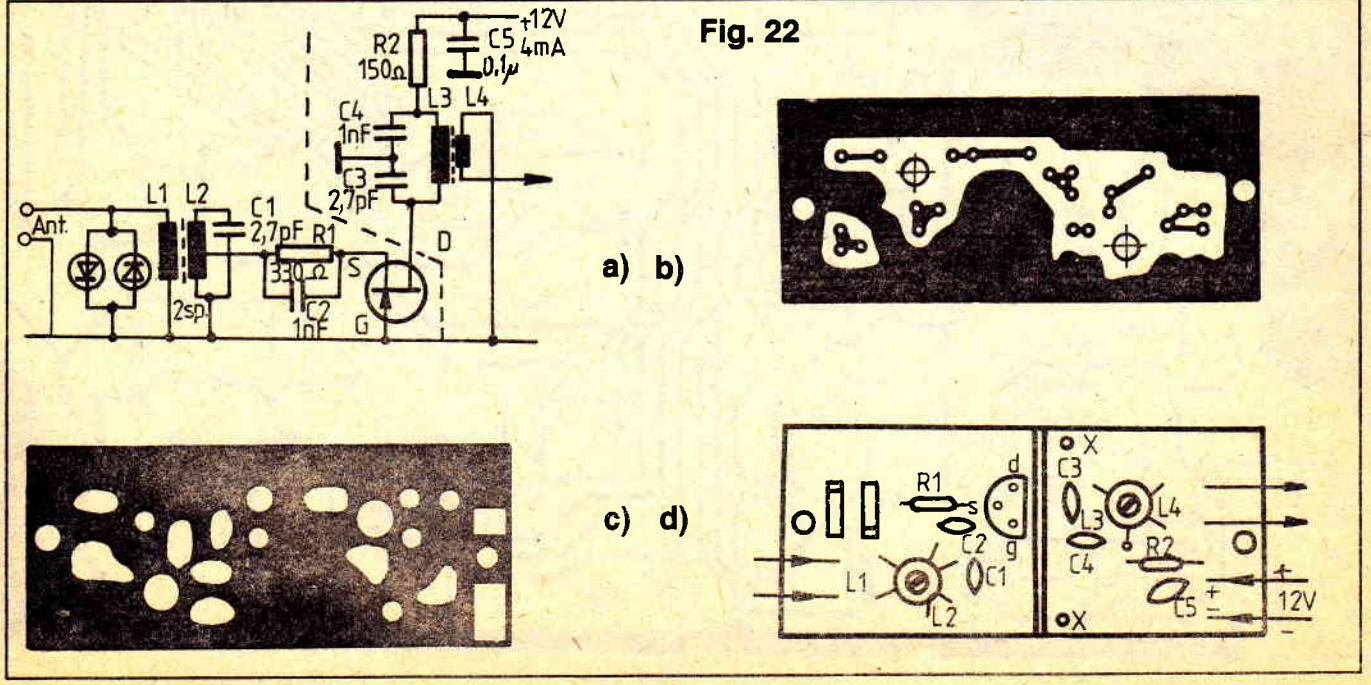
Pentru realizarea unui amplificator UUS sînt necesare tranzistoare cu o frecvenţă de tranziţie superioară a 300MHz pentru banda de 144MHz (2m) şi peste 600 MHz în cazul benzii de 432 MHz (75cm). În acest fel schemele electrice pot utiliza montajele cu "emitor comun - EC" sau "bază comună - BC". De remarcat faptul că montajul EC oferă o amplificare mai mare dar prezintă o instabilitate ridicată fiind necesară neutrodinarea sau aplicarea unei reacţii negative adecvate.

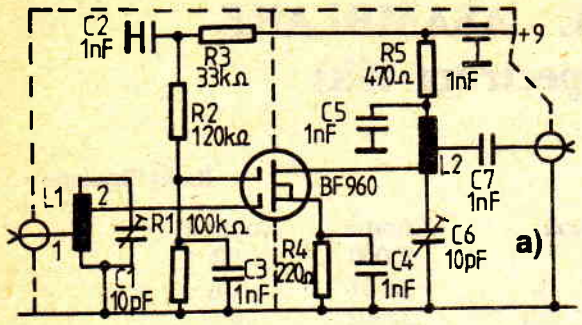
Indiferent de tipul conexiunii (EC sau BC) factorul de zgomot şi intermodulaţia se înrăutăţesc odată cu creşterea curentului de emitor.

În continuare sînt prezentate cîteva montaje de amplificatoare pentru banda de 144 MHz (2m) şi 432 MHz (75cm).

Montajul din fig. 22 este destinat receptoarelor ce lucrează în banda de 2m, avînd în componenţa sa numai un tranzistor FET (BF256) în conexiune cu grila la masă. Amplificatorul conţine circuit acordat atît la intrare (L_2, C_1) cît şi la ieşire (L_3, C_3). Între acestea este prevăzut un ecran realizat din tablă de Cu, alamă sau chiar de la o plăcuţă de circuit imprimat. Pe una din feţe (fig. 22b) se trasează cablajul iar cealaltă va avea corodată folia de Cu numai în jurul găurilor prin care trec terminalele componentelor (fig.22c). Aşezarea componentelor se efectuează conform desenului d). Întregul montaj se va introduce într-o cutie confecţionată din tablă cositorită şi compartimentată de ecranul amintit mai sus. În puntele *x* din fig. 22d se prevăd două bucăţi de sîrmă de Cu (ϕ=1,5-2mm) care se vor lipi pe toată lungimea ecranului şi vor trece prin circuitul imprimat şi cele două capace ale cutiei de care se vor suda. Pe capacul cutiei se vor practica şi două găuri pentru efectuarea reglajelor celor două circuite acordate. Bobinele se realizează pe carcase cu diametrul de 4mm prevăzute cu miezuri. L_1 şi L_4 conţin cîte 1,5 spire, iar L_2 şi L_3 cîte 5 spire din sîrmă de CuEm cu ϕ=0,3mm. L_1 şi L_4 sînt aşezate către capetele de masă ale lui L_2 şi L_3.

Fig. 22





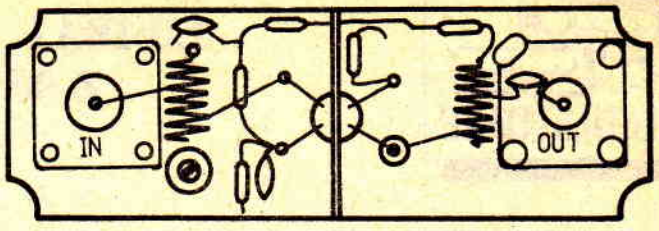


Fig. 23 b)

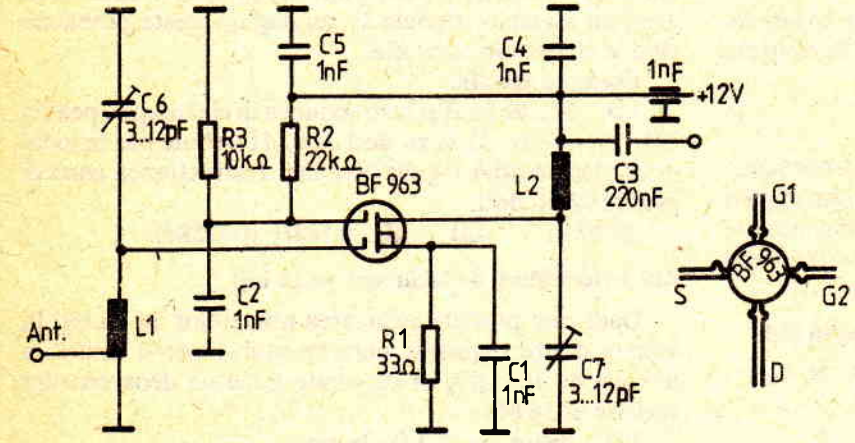
Înainte de alimentarea montajului se efectuează o prelucrare a inductanţelor cu ajutorul unui grip-metru. Reglajul cu alimentarea conectată se realizează cu capacul închis prin ajustarea miezurilor prin intermediul unei şurubelniţe din material izolant (sticlotextolit, pertinax, polistiren, etc).

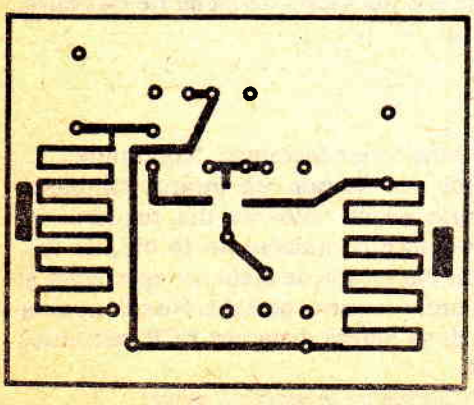
Montajul are un cîştig de 12÷ 18dB şi prezintă un zgomot minim la un curent de 2,2 ... 5,8mA prin drena tranzistorului.

Cu ajutorul unui tranzistor MOSFET dublă poartă se poate realiza un amplificator cu performanţe superioare celui prezentat anterior. În fig. 23a se poate urmări schema unui preamplificator care utilizează un tranzistor de tipul BF960. Montajul se realizează într-o cutie metalică conform figurii 23b. Rămîn valabile recomandările făcute în cazul amplificatorului descris mai sus. Bobinele L_1 şi L_2 se realizează din sîrmă de cupru de ϕ 1 ... 1,5mm, de preferinţă argintată. Pentru 144MHz, L_1 are 6 spire bobinate cu ϕ 8 mm, avînd prize la 1,5 şi 4 spire faţă de masă. Lungimea bobinajului este de 12mm. L_2 conţine tot 6 spire din acelaşi tip de sîrmă dar cu prize la 2,5 şi 4 spire faţă de C_5.

O schemă asemănătoare conţine şi fig. 24 dar realizarea practică are un element deosebit. Inductanţele sînt realizate pe cablajul imprimat. Componentele se montează pe faţa cu circuitul imprimat. Se utilizează sticlotextolit dublu placat, una din feţe rămînînd necorodată. În punctele de conectare la masă a elementelor schemei electrice se practică găuri de ϕ=0,8...1mm, iar lipirea componentelor se realizează pe ambele feţe ale cablajului. Unde nu există terminal (de exemplu capătul inductanţei L_1) sau este prea scurt se vor cositori mici ştifturi confecţionate din terminale de rezistoare sau cupru ϕ 0,5÷0,8mm.

(Continuare în numărul viitor)



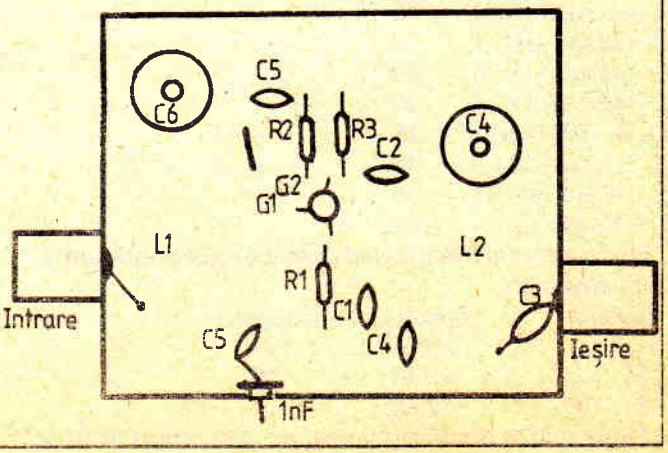


a)

Fig. 24

b)

c)



INFO CALCULATOARE

LIMBAJ DE ASAMBLARE Z-80 (Spectrum 48k)

Radu Paşalega

(continuare din numărul trecut)

Va veni vremea cînd vă veţi da seama că există anumite probleme care nu pot fi rezolvate numai cu 8 biţi.

Cea mai bună demonstraţie ar fi simpla nevoie de a specifica o adresă a unei locaţii de memorie (ex.: **LD A, (HL)**).

O cale cam înceată de a lucra în acest mod este de a încărca fiecare registru din perechea de registre (cum s-a procedat în exerciţiile de mai înainte). Din fericire pentru noi sînt cîteva instrucţiuni, dar numai cîteva, care ne permit să lucrăm cu numere de 16 biţi. În acest capitol vom învăţa să lucrăm cu numere de 16 biţi iar în următorul aritmetică pe 16 biţi.

Specificarea adreselor cu numere de 16 biţi

Trebuie reţinut că orice adresă se specifică prin 16 biţi. Nu se poate specifica o adresă cu 8 biţi nici măcar în domeniul 0...255 deoarece, din construcţie, microprocesorul nu acceptă ca adresă decît numere formate din 2 octeţi ⇒ 16 biţi.

Am mai întîlnit această problemă cînd s-a folosit "scurtătura scurtăturii"

a: **LD A, (NN)**

De asemeni trebuie amintit că numerele de 16 biţi sînt stocate în registrele pereche, mai întîi numărul de 8 biţi mai important (High order; High low).

Salvarea numerelor de 16 biţi în memorie

Există o faţetă a designului acestui microprocesor foarte dificil de explicat şi justificat. Cînd încărcăm numere de 16 biţi în memorie convenţia inversă celei de mai sus nu este posibilă: bitul mai puţin important (Low order) este stocat primul.

Instrucţiuni pentru operaţiuni de încărcare pe 16 biţi

	byte	timp	Flag C	Z	PV	S	N	H
LD rr,nn	3/4	10	-	-	-	-	-	-
LD IX,nn	4	14	-	-	-	-	-	-
LD IY,nn	4	14	-	-	-	-	-	-
LD (adresă),BC /DE	4	20	-	-	-	-	-	-
LD (adresă),HL	3	16	-	-	-	-	-	-
LD (adresă),IX	4	20	-	-	-	-	-	-
LD (adresă),IY	4	20	-	-	-	-	-	-
LD BC/DE,(adr)	4	20	-	-	-	-	-	-
LD HL,(adresă)	3	16	-	-	-	-	-	-
LD IX,(adresă)	4	20	-	-	-	-	-	-
LD IY,(adresă)	4	20	-	-	-	-	-	-

Să considerăm situaţia cînd trebuie plasat conţinutul lui HL în memorie.

Înainte	Locaţia	Conţinut
	32000	00
H L	32001	00
01 02	32002	00

După cum se observă HL conţine 258 zecimal 01 02 H, iar locaţiile de memorie sînt goale.

După	Locaţia	Conţinut
	32000	02
H L	32001	01
01 02	32002	00

Rămîne valabilă convenţia cu numerele de 16 biţi (întotdeauna numărul mai puţin important este stocat primul). Nu este nici o justificare pentru această decizie (aşa au conceput proiectanţii microprocesorul şi trebuie să ne obişnuim cu acest lucru).

Deci: În registru - cel mai semnificativ bit este stocat primul.
În memorie - cel mai puţin semnificativ bit este stocat primul.

Astfel, în programare, gîndiţi foarte bine care este ordinea dintre biţii cu care lucraţi.

Încărcarea numerelor pe 16 biţi

Forma generală: **LD rr, nn.** (**rr** orice registru pereche; **nn** orice număr de 16 biţi).

Dacă nu deţineţi un asamblor atunci trebuie convertite mnemonicile în cod maşină cu ajutorul tabelelor. În acest caz devine într-adevăr crucială convenţia cu privire la bitul mai semnificativ şi cel mai puţin semnificativ. Chiar dacă aveţi un asamblor trebuie să cunoaşteţi aceste probleme cînd se citeşte din memorie.

Exemplu specific:

LD HL, 01 02 H şi instrucţiunea în cod maşină pentru **LD rr, nn** este 21 xx xx, deci 01 02 H trebuie pus în locul xx xx, dar datorită regulii discutate instrucţiunea corectă este 21 02 01, deci:

21 02 01 LD HL, 0 102H ;(=258d).

Alte instrucţiuni de încărcare pe 16 biţi.

Dacă este posibilă încărcarea numerelor de 16 biţi în oricare dintre registrele pereche atunci pot fi încărcate numere de 16 biţi şi în registrele indexate deoarece sînt registre de 16 biţi.

LD ix,nn ; LD iy, nn.

De asemenea se pot opera schimburi de informaţii între un registru pereche şi două locaţii de memorie succesive. Forma generală este:

LD (nn), rr
LD (nn), iy
LD (nn), iy

Reamintim că parantezele înseamnă: "conţinutul a...", deci ultimul exemplu s-ar citi cam aşa: încarcă conţinutul locaţiei de memorie **nn** cu valoarea din registrul **iy**. Deoarece avem de-a face cu numere de 16 biţi, de fapt încărcăm conţinutul din locaţia de memorie specificată şi cea imediat următoare în registrul pereche. Nu este necesar să specificăm şi a doua adresă deoarece UCP calculează următoarea adresă.

(Continuare în numărul viitor)

REGLAREA MECANISMULUI DE INTRODUCERE ŞI EJECTARE A CASETEI VIDEO

ing. Şerban Naicu

(continuare din numărul trecut)

B: VERIFICAREA ŞI REGLAREA MECANISMULUI DE ÎNCĂRCARE FRONTAL. Cînd caseta nu este amplasată în poziţia corectă, pentru şase secunde (sau cît este prevăzut) din cauza unei înfăşurări prea strînse a benzii magnetice în casetă, a unei comutări greşite a întrerupătorului pentru poziţie jos (DOWN), a unei amplasări greşite a acestuia, sau a unei defecţiuni a mecanismului de încărcare frontală, în timpul încărcării casetei, atunci caseta este ejectată automat. Pentru a preveni deteriorarea benzii magnetice, atunci cînd caseta este blocată la mijloc şi nu este nici încărcată dar nici ejectată, toate comenzile cu care se încearcă să se introducă sînt blocate.

Pentru remedierea situaţiei se demontează mecanismul de încărcare frontală.

Reglarea mecanismului întrerupătorului de încărcare a casetei (prezentată în fig. 4) se face astfel:

— se scoate panoul frontal şi caseta se încarcă;
— se verifică dacă pîrghia apasă butonul întrerupătorului (după încărcarea casetei), urmărind dacă butonul întrerupătorului este complet împins cînd pîrghia este apăsată în direcţia săgeţii şi, pe de altă parte, dacă butonul întrerupătorului este complet eliberat (avînd un spaţiu de aproximativ 0,2mm faţă de pîrghie) cînd pîrghia este eliberată.
— dacă cerinţa de mai sus nu se poate realiza, se slăbeşte şurubul de asamblare a instalaţiei întrerupătorului, se face reglajul corespunzător şi apoi se strînge şurubul la loc.

Verificarea ansamblului angrenajelor de cuplare aparţinînd mecanismului de încărcare frontală (vizibilă în fig. 5) este necesară atunci cînd funcţionarea acestuia este defectuoasă.

Diagramele (1), (2) şi (3) prezintă cuplele de angrenare văzute din direcţiile indicate de săgeţi.

C: REGLAREA POZIŢIEI DE INSTALARE A MECANISMULUI DE STARE AL ÎNTRERUPĂTORULUI

Mecanismul de stare al întrerupătorului se află plasat lîngă rola debitoare, la baza şasiului, fiind prezentat în fig. 6.

Se procedează în felul următor:

— se învîrte cu mîna contragreutatea (A) aflată pe axul de angrenare filetat, în direcţia inversă încărcării (sens invers acelor de ceasornic) pînă se opreşte;
— se slăbeşte şurubul (B) de fixare a mecanismului de stare a întrerupătorului şi se amplasează vîrful scobiturii triunghiulare în tasta mecanismului de stare a întrerupătorului (ca în detaliul mărit din figura 6) cu vîrful triunghiului pe poziţia "STOP" (marcată pe corpul mecanismului de stare a întrerupătorului);
— se strînge şurubul (B) de fixare a mecanismului de stare a întrerupătorului şi apoi se încarcă o casetă cu banda neînregistrată testînd toate funcţiile VCR-ului (inclusiv înregistrare). Astfel se verifică dacă mecanismul funcţionează normal. În caz contrar se reface reglajul. ♦

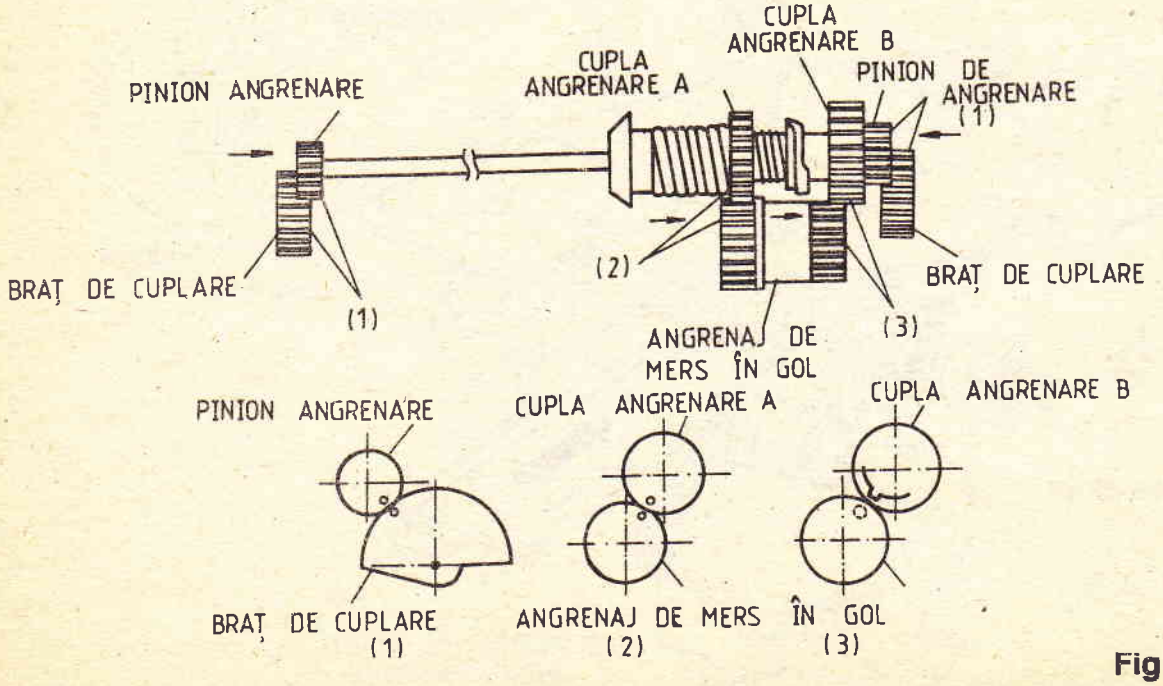


Fig. 5

UTILIZAREA EFICIENTĂ A CABLULUI COMUN DE ANTENĂ

ing. Dan Ţapicu

În cazul recepţiei într-un anumit loc a două posturi TV diferite sînt necesare două antene, deoarece ori direcţiile de recepţie sînt diferite, ori canalele sînt distanţate în frecvenţă neputînd fi acoperite de o singură antenă.

Coborîrea de la antene la receptor se poate face cel mai simplu utilizînd cîte un cablu pentru fiecare antenă, dezavantajul principal constînd în necesitatea schimbării mufei de fiecare dată cînd se doreşte urmărirea unui alt canal. Acest dezavantaj se poate elimina atunci cînd cele două canale au frecvenţe mult diferite (de exemplu un canal în FIF şi altul în UIF) prin utilizarea unui dispozitiv numit diplexer.

Diplexerul (a cărui schemă bloc este prezentată în fig. 1) este un dispozitiv reciproc format din două filtre, unul trece sus (FTS) şi altul trece jos (FTJ), avînd intrările separate şi ieşirea comună. Dacă pe intrările FIF şi UIF se aplică semnalele corespunzătoare, ele vor fi regăsite la ieşirea MIX fără a se perturba unul pe altul. Deoarece dispozitivul este reciproc, considerînd borna MIX intrare şi aplicînd la aceasta un semnal mixat FIF+UIF, cele două componente vor fi separate, fiecare apărînd la borna corespunzătoare (FIF, respectiv UIF, care acum devin ieşiri).

În fig. 2 este prezentată calitativ caracteristica celor două filtre. În banda de trecere cîştigul este apropiat de 0dB (filtrele sînt pasive), atenuarea fiind minimă. Filtrele sînt calculate să lucreze adaptat astfel încît la oricare din borne impedanţa este 75Ω (impedanţa cablurilor coaxiale curent utilizate pentru antenele TV).

Schema electrică a diplexerului este prezentată în fig. 3. Cele două filtre sînt realizate cu componente cu constante concentrate. Condensatoarele sînt ceramice cu tensiuni de lucru mari (pentru a rezista la descărcări electrice) şi toleranţe reduse. Bobinele sînt construite din sîrmă de CuEm ϕ=0,5mm, înfăşurînd numărul de spire indicat în fig. 3 pe un dorn cu ϕ=3 mm.

Cablajul se realizează pe sticlotextolit dublu placat. Desenul acestuia la scara 1:1 este prezentat în fig. 4 (faţa pe care se montează componentele, cealaltă faţă fiind necorodată se utilizează ca plan de masă). Găurile pentru clemele de fixare a cablului au ϕ=3 mm iar cele ale bornelor 1, 2 şi 3, ϕ=2,5 mm. Restul găurilor au ϕ=1 mm. Pe partea planului de masă se fac degajări în jurul găurilor pentru borne şi în jurul găurilor pentru componente cu excepţia punctelor de legare la masă în care se montează treceri (sudate superior şi inferior). Acestea sînt marcate cu cruce în fig. 5 (desenul de ansamblu). Cablul se cositoreşte pe ambele feţe. Opţional se poate monta ecranul (ca în fig. 5). La trecerile peste traseele de semnal trebuie prevăzute degajări pentru a evita scurtcircuitul la masă.

În cazul în care dipiexerul nu poate fi utilizat (semnalele recepţionate de cele două antene au frecvenţe apropiate, sau în cazul recepţiei de unde reflectate) problema se poate rezolva utilizînd un comutator electronic de antenă.

(Continuare în numărul viitor)

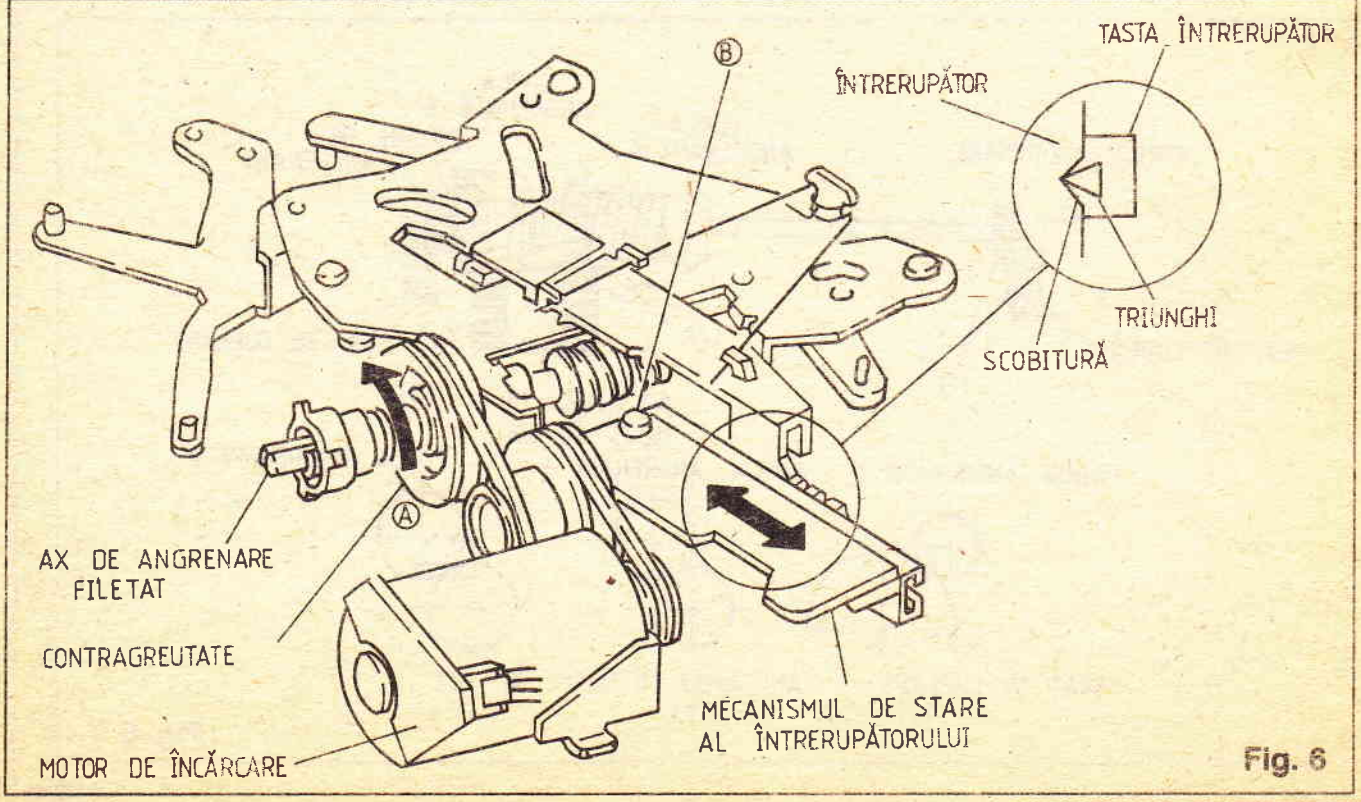


Fig. 6

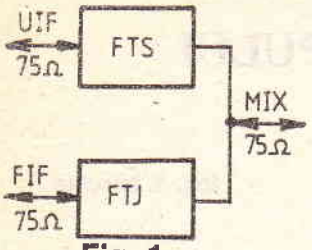


Fig. 1

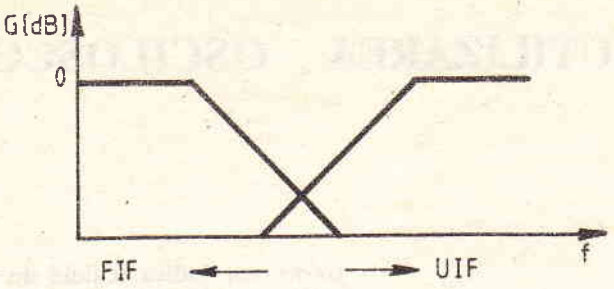


Fig. 2

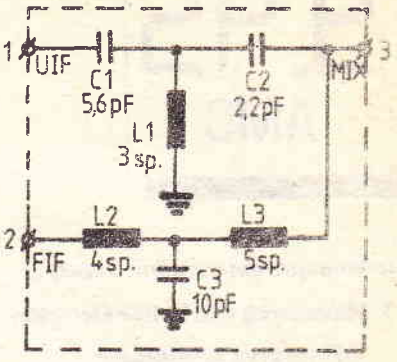


Fig. 3

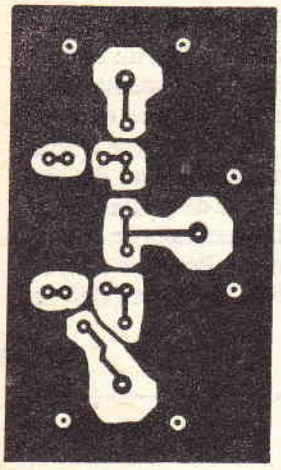


Fig. 4

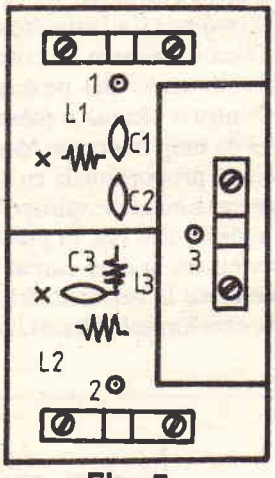


Fig. 5

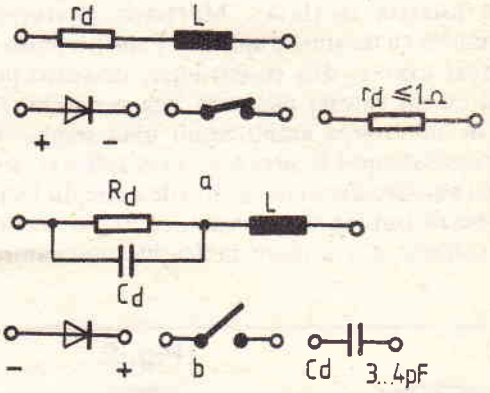


Fig. 6

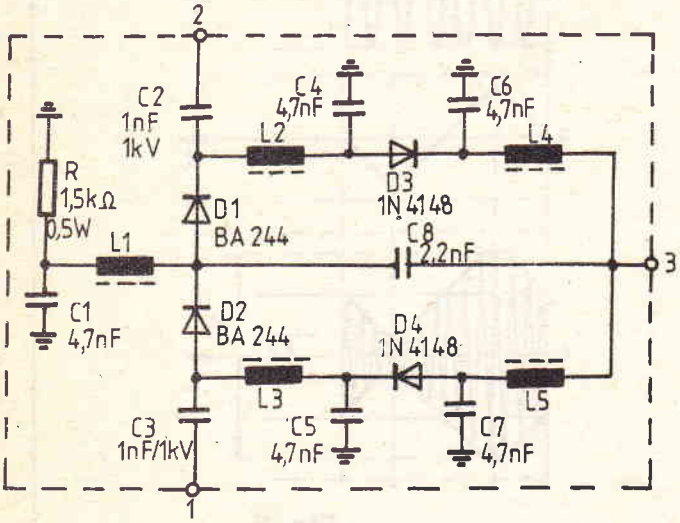


Fig. 7

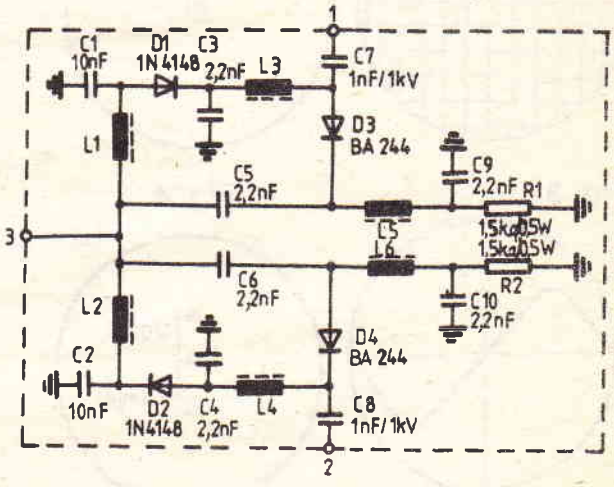


Fig. 8

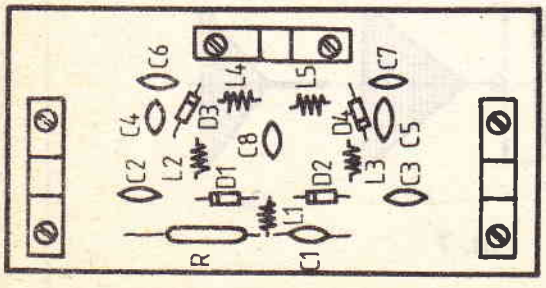


Fig. 9

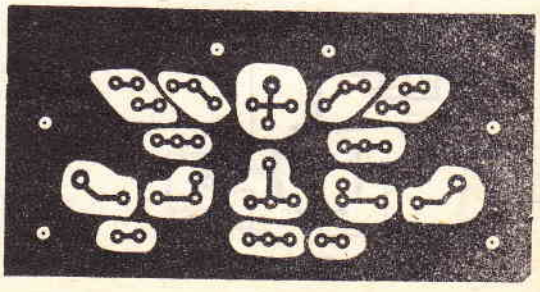


Fig. 10

9.45
AMC

UTILIZAREA OSCILOSCOPULUI

ing. A. Nicolae

(continuare din numărul trecut)

3. Măsurarea mărimilor electrice

Măsurarea tensiunilor

Dacă pe intrarea Y a osciloscopului se aplică o tensiune continuă, spotul se va deplasa, iar noua sa poziţie va fi în funcţie de mărimea şi sensul tensiunii (mai sus sau mai jos faţă de poziţia iniţială). Mărimea deviaţiei este proporţională cu tensiunea aplicată. Pentru a putea realiza măsurători exacte, din construcţie, osciloscopul este prevăzut cu un caroiaj plasat în faţa ecranului (fig. 1). Înainte de măsurarea amplitudinii unui semnal trebuie etalonat osciloscopul. Pentru aceasta se aplică la intrare un semnal cu amplitudinea cunoscută (de exemplu 1V), sau se poziţionează butoanele atenuatorului pe verticală în poziţia calibrat. Ca urmare indicaţiile atenuatorului în trepte vor indica scalele de sensibilitate (de obicei în mV/cm sau V/cm). Măsurînd în [mm] mărimea deviaţiei spotului luminos (fig. 2) şi citind sensibilitatea osciloscopului se determină valoarea tensiunii continue aplicate, cu formula:

U[V]=deviaţia [mm]/sensibilitatea[mm/V]

Dacă la intrarea Y a osciloscopului se aplică un semnal alternativ sinusoidal, pe ecran va apărea forma acestuia (fig. 3). Pentru a efectua o măsurătoare exactă se trece butonul bazei de timp în poziţie "deconectat". Pe ecran apare o linie verticală proporţională cu amplitudinea semnalului (fig. 4). Aceasta se numeşte valoare "vîrf la vîrf" şi se determină tot cu formula de mai sus. În practică se utilizează valorile eficace determinate în mod curent cu voltmetrul. Pentru a efectua trecerea de la valoarea vîrf la vîrf (Uvv) la eficace (Uef) se utilizează formula Uef=Uvv/2,82.

Fig. 1

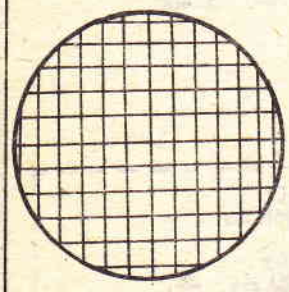


Fig. 2

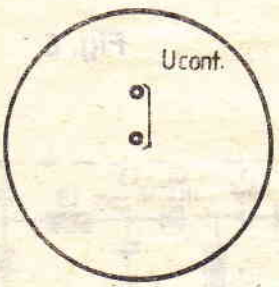


Fig. 3

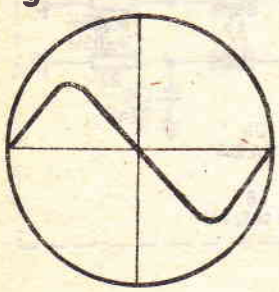
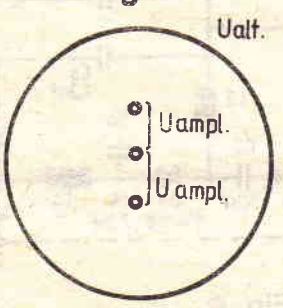


Fig. 4



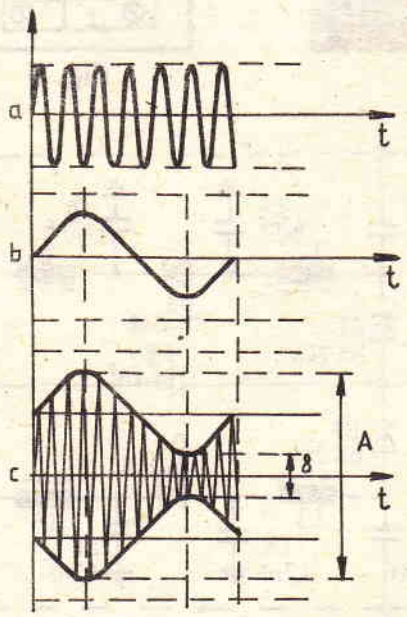
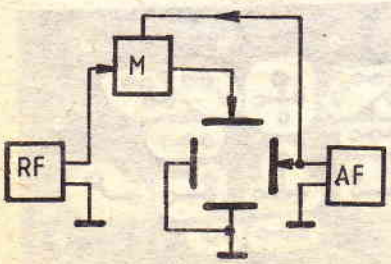


Fig. 5

Fig. 6



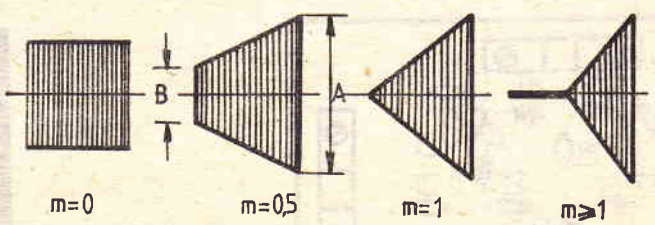


Fig. 7

Fig. 8

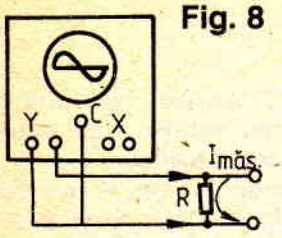


Fig. 9

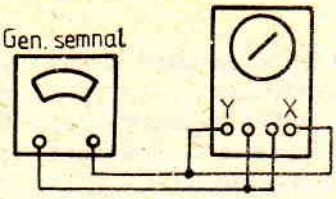


Fig. 11

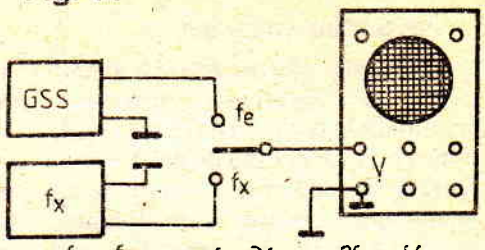


Fig. 10

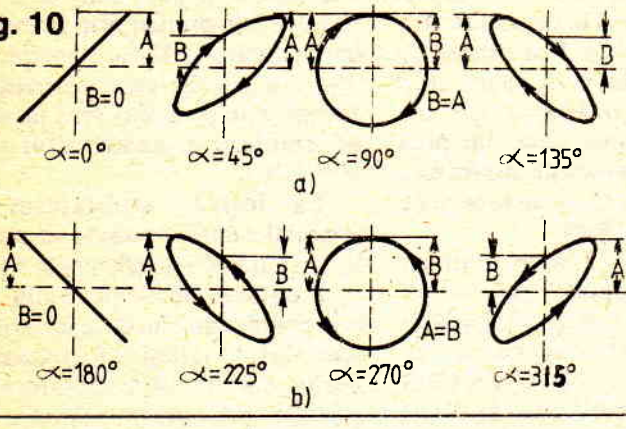
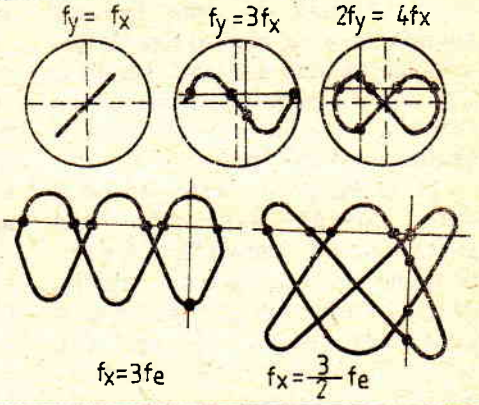


Fig. 12



Măsurarea amplitudinii semnalelor se dovedeşte foarte utilă în cazul depanărilor dinamice. Privind o schemă video-Tv se pot urmări diversele forme şi amplitudini ale semnalelor în diverse puncte de măsură.

Măsurarea gradului de modulaţie în amplitudine

O aplicaţie imediată care se bazează pe vizualizarea amplitudinii semnalelor o constituie măsurarea gradului de modulaţie a unei frecvenţe purtătoare. Se cunoaşte faptul că un post de emisie radio utilizează o frecvenţă înaltă (fig. 5a) a cărei amplitudine se modifică în ritmul semnalului audio (fig. 5 b). Gradul de modulaţie se determină cu formula: $m=(A-B)/(A+B)$, unde A şi B reprezintă valorile extreme ale amplitudinii semnalului modulat.

Dacă se deconectează baza de timp a osciloscopului şi la intrarea X se aplică semnalul de joasă frecvenţă (modulator), iar pe intrarea Y cel modulat (fig. 6), pe ecranul osciloscopului apar cele 4 situaţii corespunzătoare valorilor gradului de modulaţie (fig. 7): $m=0$, $0<m<1$ şi $m>1$. Astfel determinarea lui m devine mai precisă. O condiţie esenţială este aceea ca ambele semnale să aibă amplitudinea constantă în timpul măsurătorii.

Măsurarea curenţilor se realizează indirect deoarece pe ecranul osciloscopului nu pot fi vizualizate decît tensiuni. Ca urmare este necesară conversia acestuia într-o tensiune a cărei valoare este proporţională cu cea a curentului supus măsurătorii. Problema se rezolvă cu ajutorul montajului din fig. 8. Curentul supus măsurătorii este trecut printr-o rezistenţă calibrată. În paralel pe aceasta se cuplează osciloscopul, cu ajutorul căruia se vizualizează forma semnalului şi se determină amplitudinea tensiunii. Aplicînd legea lui Ohm se poate determina valoarea curentului. În acest mod se pot efectua măsurători în domeniul curent continuu - frecvenţe joase - frecvenţe medii. În cazul frecvenţelor înalte intervin pierderi capacitive, ceea ce necesită corecţii.

Măsurarea puterii reprezintă un caz particular al metodei anterioare. Se utilizează acelaşi montaj cu observaţia că rezistenţa cuplată în paralel pe intrarea osciloscopului este chiar sarcina în care se debitează puterea de măsurat. De această dată se aplică formula: $P=U^2/R$ (pentru determinarea valorilor de vîrf). Pentru aflarea valorilor eficace se va introduce mărimea tensiunii determinată cu formula de la paragraful "măsurarea tensiunii".

Măsurarea defazajelor

În afara instrumentelor dedicate (fazometre), osciloscopul permite măsurarea defazajelor dînd şi o imagine clară asupra semnalelor prin vizualizarea formelor de undă, care în această situaţie poartă denumirea de figuri Lissajoux. Înainte de startul experimentului propriu-zis se aplică consecutiv semnalul Ux, mai întîi pe intrarea Y, iar apoi pe X (baza de timp se deconectează). Din atenuatorul Y (sau X) se reglează astfel încît deviaţia spotului luminos să aibă aceeaşi dimensiune (pe verticală şi pe orizontală). În continuare se realizează montajul din fig. 9. Generatorul se reglează astfel încît cele două frecvenţe fx şi fg să coincidă, atît ca amplitudine cît şi ca frecvenţă. Dacă diferenţa de fază este zero, pe ecran va apărea o linie dreaptă înclinată la 45^0 faţă de verticală (fig. 10). Modificînd foarte puţin frecvenţa generatorului începe să se formeze o elipsă. Dimensiunile A şi B sînt esenţiale pentru determinarea defazajului cu formula $\sin\alpha=B/A$.

O aplicaţie de bază a acestei metode constă în determinarea defazajelor unui lanţ de amplificare supus unei reacţii negative. În cazul în care α devine 180^0 (la o anumită frecvenţă) amplificatorul devine oscilator.

Măsurarea frecvenţelor poate fi realizată comod şi uşor cu ajutorul unui osciloscop dacă se dispune de un generator etalon. Măsurătoarea se dovedeşte foarte utilă atunci cînd semnalul de măsurat are o amplitudine mică iar cuplarea unui aparat cu impedanţă mică ar duce la modificarea amplitudinii sau frecvenţei acestuia. Ca urmare osciloscopul prezintă avantajul amplificării şi impedanţei de intrare ridicate.

O metodă directă constă în aplicarea semnalului fx pe un canal (Y_1) iar a celui etalon pe altul (Y_2). Deci apare necesitatea osciloscopului cu dublu spot. Se modifică

FACTOR DE UMPLERE VARIABIL

ing. Ştefănescu Cornel

Un impuls electric poate fi definit prin parametrii următori: amplitudine, durată medie, perioadă, timp de creştere, timp de descreştere. Durata sau factorul de umplere al unui semnal electric dreptunghiular este perioada de timp în care amplitudinea semnalului (curent sau tensiune) rămîne constantă. Înainte şi după această perioadă, tensiunea sau curentul au valoarea zero (pînă la apariţia unui nou impuls).

Montajul propus este util celor care posedă sau utilizează generatoare de semnal la care nu se poate modifica factorul de umplere. Ataşînd acest montaj la ieşirea unui generator de impulsuri sau sinusoidal se obţin semnale periodice digitale cu factor de umplere reglabil după dorinţă, din decadă în decadă, între 10% şi 90% din perioadă.

Trebuie avut în vedere că frecvenţa semnalului de la ieşire f_{OUT} este mai mică de 10 ori decît cea de la intrare $f_{IN}=10xf_{OUT}$.

Schema electrică (fig. 1) nu prezintă elemente de reglaj şi nici componente deosebite.

Dacă este utilizat un generator de semnal TTL nu este necesară montarea tranzistorului T_1 şi a componentelor aferente: R_1, R_2, D_1. În acest caz intrarea în montaj se face direct în pinul 14 IC_1. Tranzistorul T_1 este necesar numai în cazul cînd trebuie făcută o adaptare între nivelurile de semnal, dacă sînt prea mari sau dacă semnalul de intrare este sinusoidal, pentru transformarea acestuia în semnal logic.

Montajul este compus dintr-un numărător zecimal realizat cu circuitul integrat IC_1 (CDB490E) ale cărui ieşiri sînt introduse într-un decodificator binar-zecimal CDB442 (IC_2). Acesta are 10 ieşiri de semnal (de la 0 la 9) active pe "0" logic. Ieşirea 0 (pin 1 IC_2) este conectată direct la intrarea de setare "S" (pin 4 IC_3) a unui bistabil de tip D (IC_3 1/2 CDB474). Un nivel "0" logic pe intrarea "S" forţează ieşirea bistabilului (Q pin 5 IC_3) în "1" logic.

Intrările de ceas CK (pin 3) şi date D (pin 2) au fost legate la masa montajului pentru a nu influenţa funcţionarea circuitului.

Semnalul de reset R (pin 1 IC_3), activ tot pe "0" logic, forţează ieşirea bistabilului (Q pin 5 IC_3) în "0" logic. Resetul este preluat prin intermediul unui comutator K cu 9 poziţii, de la una din ieşirile care realizează în acelaşi timp şi modificarea factorului de umplere al semnalului (între 10÷90%).

La ieşirea montajului sînt accesibile două semnale în antifază f_{OUT} (pin 5 IC_3) şi $\overline{f_{OUT}}$ (pin 6).

Diagrama de semnale din fig. 2 reprezintă semnalul de la intrare f_{IN} şi semnalul de la ieşire f_{OUT} pentru 3 poziţii diferite ale comutatorului K (1), (5), (9) corespunzătoare unor semnale de la ieşire cu factor de umplere de 10%, 50% şi 90% din perioadă.

Lista de materiale

IC_1 - CDB490E, IC_2 - CDB442, IC_3 - CDB474, T_1 - BC171, D_1 - 1N4148, R_1 - 20KΩ, R_2 - 2KΩ, C_1, C_2 - 1nF, K - comutator 9 poziţii. ♦

Fig. 1

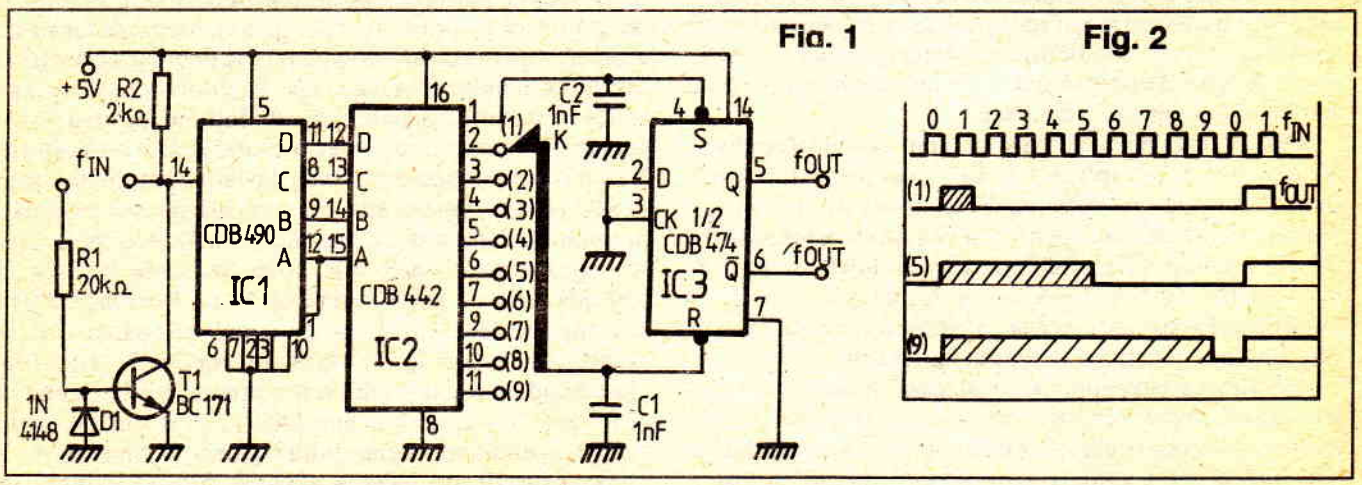


Fig. 2

valoarea frecvenţei generatorului pînă cînd cele două semnale au aceeaşi perioadă. Dacă aparatul are un singur canal Y se aplică consecutiv cele două semnale. Mai întîi se cuplează cel cu frecvenţa necunoscută şi se modifică baza de timp a osciloscopului pînă la obţinerea unei imagini stabile cu 1-3 perioade. Apoi se aplică semnalul generatorului, reglînd frecvenţa pînă obţinem o imagine stabilă cu acelaşi număr de perioade ca în situaţia anterioară. În acest moment putem citi frecvenţa pe generator.

Ca metodă indirectă se recomandă utilizarea figurilor Lissajoux. Pentru o determinare foarte precisă se poate folosi un generator etalon cu cuarţ al cărui semnal se aplică pe intrarea X (baza de timp se deconectează). Se etalonează osciloscopul în aşa fel încît deviaţia pe orizontală să fie egală cu cea pe verticală în cazul aceluiaşi semnal. Pe ecran apar diverse curbe închise, funcţie de raportul frecvenţelor. Pe ecran se marchează două axe, una orizontală şi cealaltă verticală. Acestea se plasează astfel încît să întretaie în cît mai multe puncte curbele de pe ecran. Notînd cu $n(x)$ şi $n(y)$ numărul acestor intersecţii se determină frecvenţa necunoscută prin utilizarea formulei $fx=n(x).fe/n(y)$.

(Continuare în numărul viitor)

TUROMETRU DIGITAL

ing. Ştefănescu Cornel

Cunoaşterea turaţiei motorului automobilului, atît cea de mers în gol (ralanti) cît şi pe timpul rulării, este necesară pentru reglaje şi pentru corelarea corectă a vitezei de deplasare cu turaţia realizată. Această turaţie se poate determina foarte simplu prin numărarea scînteilor produse de contactul ruptorului din sistemul de aprindere.

Frecvenţa impulsurilor generate în bobina de inducţie este proporţională cu turaţia motorului conform relaţiei f=n/30, pentru un motor în patru timpi, cu 4 cilindri şi o bobină de inducţie, unde frecvenţa f este măsurată în Hz, iar turaţia în rot/min.

Montajul propus, fig. 1, este un turometru electronic cu afişare numerică cu doi digiţi (deci pentru o citire corectă afişarea se înmulţeşte cu 100).

Principiul de funcţionare este cel al frecvenţmetrelor numerice cu numărare directă.

Soluţia adoptată asigură un timp scurt de răspuns, are o bună stabilitate în funcţionare, conţine un număr redus de componente electronice.

Baza de timp a turometrului este realizată cu un oscilator cu TUJ programabil format din tranzistoarele T_1, T_2, rezistoarele R_1, R_2, R_3, potenţiometrul P_1 şi condensatorul C_1 (tantal).

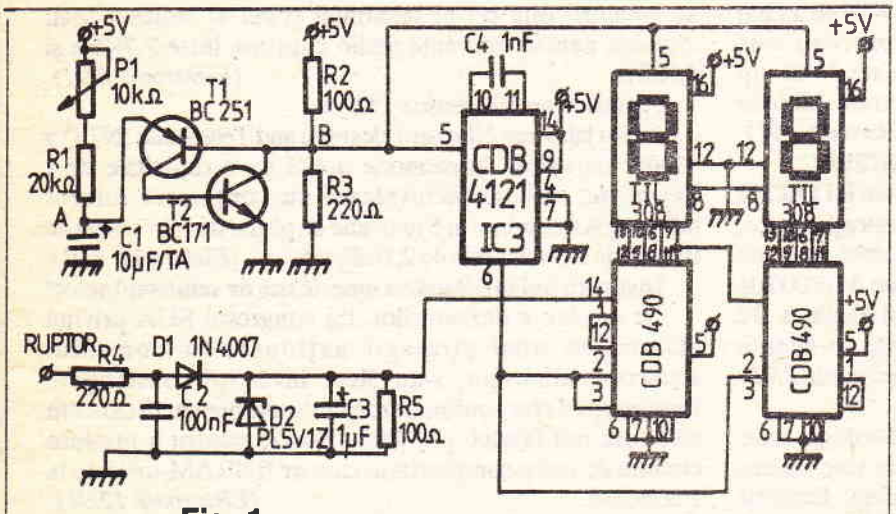


Fig. 1

Funcţionarea oscilatorului este următoarea:

- cît timp tensiunea în punctul A (V_A) este mai mică decît în punctul B (U_B), joncţiunea B-E a tranzistorului T_1 este blocată, deci şi T_2 este blocat, iar condensatorul $C_1=10\mu F$ (Ta) se încarcă prin R_1 şi P_1. Pe măsură ce capacitorul se încarcă tensiunea emitorului (U_A) creşte, iar în momentul cînd aceasta devine mai mare ca tensiunea V_B (determinată de divizorul rezistiv R_2 R_3) cu ≅ 0,6V, joncţiunea respectivă se deschide brusc datorită lui T_2, permiţînd condensatorului să se descarce. Prin descărcarea condensatorului, tensiunea V_A scade ducînd la blocarea joncţiunii. Procesul se repetă ciclic, iar perioada de oscilaţie se reglează din P1 (pentru un semnal de 50Hz la intrarea turometrului se acţionează asupra lui P1 astfel ca elementele de afişare să indice 15, deci 1500 turaţii).

Legătura cu ruptorul se realizează printr-un circuit integrator şi limitator realizat cu rezistoarele R_4, R_5, diodele D_1, D_2 şi condensatoarele C_2, C_3.

Semnalele de la ieşirea circuitului limitate la maxim +5V, sînt aplicate pe intrarea numărătorului realizat cu două capsule CDB 490E, înseriate. Între două impulsuri ale bazei de timp

Fig. 2 ▶

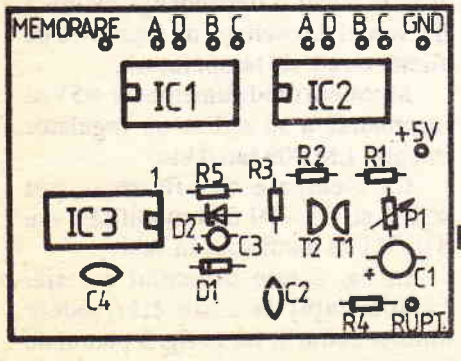
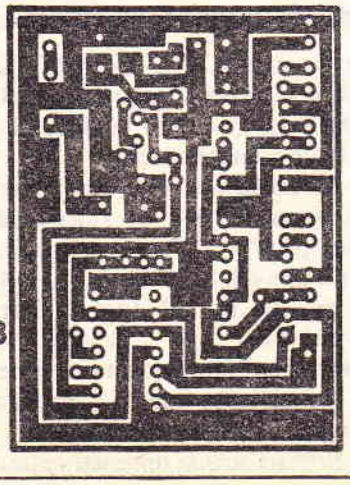


Fig. 3



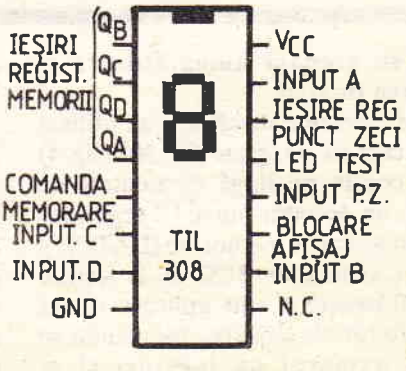


Fig. 4

SEMNAL

DIN LUMEA ELECTRONICII

culese de: Dr. ing. Mircea Porteanu

Senzor optic de cîmp electric

Firma japoneză NTT a realizat un senzor special pentru tehnica comunicaţiilor cu fibre optice. Cu ajutorul acestui senzor, se pot măsura impulsuri electromagnetice de frecvenţă cuprinsă între 100MHz pînă la 1GHz şi are sensibilitatea de 3 ... 0,14mV/m. La baza senzorului stă un modul optic care converteşte tensiunea electrică dintre doi electrozi metalici, în semnal optic. Sursa de lumină pentru modulator este un laser Yttrium - Aluminium - Granat. *(Elektronik 8/91)*

Calculator de generaţia a şasea

Ministerul pentru comerţ şi industrie din Germania a început programul pentru cercetarea şi realizarea unui calculator de generaţia a şasea. La acest proiect participă firme din Japonia: NEC, Fujitsu şi Hitachi, SUA: IBM şi AT&T şi din Europa. *(Elektronik 8/91)*

Sistem video pentru conferinţe

Firma japoneză Fujitsu a realizat un sistem pentru video conferinţe, alcătuit din două camere şi un monitor. Elementele de bază ale sistemului sînt un videoterminal compatibil cu standardul CCITT şi un sistem de control de reţea tip ISDN. Datele sînt transmise prin reţele de tip ISDN. În următorii doi ani urmează a fi livrate 2000 de asemenea sisteme. *(Elektronik 8/91)*

Sistem de telecomunicaţii cu viteză de 40GBit/s

În laboratoarele centrale ale firmei japoneze HITACHI a fost realizat prototipul unui sistem de comunicaţii optice, care, pe lungime de 120Km permite obţinerea unei viteze de transmisie de 40GBit/s. Sistemul are o capacitate de 60000 de circuite telefonice şi se bazează pe utilizarea a 32 semiconductoare laser, fasciculele de lumină, de diferite frecvenţe, transmiţîndu-se prin fibre optice. *(Elektronik 8/91)*

Microcipuri hiperintegrate

Firma japoneză NEC a elaborat o tehnologie care permite realizarea unei structuri alcătuite din şase wafere pe o suprafaţă de 12mm^2 într-un singur chip. Experţii apreciază că această realizare deschide calea unei noi generaţii de microchipuri, denumite "hiperintegrate", ca de exemplu DRAM-uri de 4GBit. *(Elektronik 9/91)*

Un nou chip optoelectronic cu laser

În laboratoarele de cercetări din Zürich ale firmei IBM s-a obţinut integrarea într-un wafer cu diametrul de 50mm, a unui număr de 20000 semiconductoare cu laser de tipul Al-GaAs. Lungimea de undă a luminii emise este de 830 la 850 nanometri iar puterea, de la 30 la 40mW. Tehnologia elaborată permite realizarea unei producţii de serie foarte mare pentru semiconductoarele cu laser. Domeniul de utilizare cuprinde aparatura HiFi-CD, imprimante cu laser, memorii optice, transmisia de date prin cabluri cu fibre optice. *(Elektronik 9/91)*

Memorie pentru semnalele analogice

Firma americană Information Storage Devices a prezentat la Conferinţa internaţională de circuite electronice ISSCC 91, pentru prima oară, principiile teoretice şi modul de funcţionare a memoriilor analogice. Domeniul de utilizare preconizat pentru aceste noi tipuri de memorii este cel al telefoniei şi cel al Voice - Mail -System, pentru frecvenţe audio cuprinse între 2,7KHz şi 4,5KHz. *(Elektronik 8/91)*

Memorie optică pentru 1TByte

Firma japoneza Nippon Telegraph and Telephone (NTT) a realizat un sistem de memorie optică cu o capacitate de 1 Terrabyte. Aceasta echivalează cu conţinutul tuturor informaţiilor cuprinse în 5 milioane de pagini de ziar. Viteza de transmisie a datelor este de 2,1MByte/s. *(Elektronik 8/91)*

Investiţii noi în industria americană de semiconductori

Ca urmare a dezbaterilor din congresul SUA privind elaborarea unei strategii naţionale în domeniul semiconductoarelor, s-au făcut investiţii substanţiale reprezentînd cîte două miliarde de dolari pentru fiecare din cele zece noi fabrici, prevăzute fiecare pentru a produce circuite de mare complexitate cum ar fi SRAM-urile de la 1 la 6GBit. *(Elektronik 12/91)*

(Va urma)

---

se execută numărătoarea şi afişarea turaţiei.

Ca elemente de afişaj s-au utilizat două circuite integrate TIL 308 (fig. 4) care conţin pe lîngă elementele de afişaj, un decodor binar - 7 segmente şi un registru de memorare (LATCH). Astfel, semnalele BCD de la ieşirile numărătoarelor sînt aplicate direct circuitelor de afişare, reducîndu-se mult numărul de legături şi al circuitelor electronice.

Semnalul de la baza de timp se aplică direct pe intrările de memorare ale circuitelor TIL 308 (pin 5), iar întîziat şi inversat cu monostabilul CI$_3$ (CDB 4121), pe intrările de reset (pin 2, 3) ale numărătoarelor.

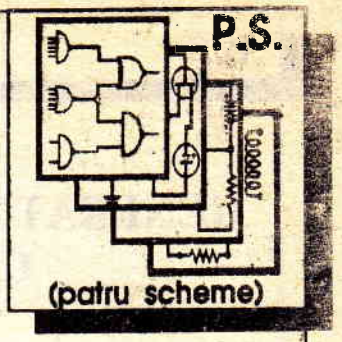
Monostabilul este comandat pe intrarea B (pin 5) sensibilă la tranziţiile "0" - "1", cu condiţia ca cel puţin una din intrările A$_1$, A$_2$ (pin 3, 4) să fie în "0" logic. Durata impulsului de ieşire este determinată de capacitatea externă C$_4$ şi rezistenţa internă a circuitului integrat cu valoarea ≅2KΩ.

Precizia acestui turometru este dată de buna funcţionare a bazei de timp, aceasta avînd o dependenţă redusă a frecvenţei de oscilaţie de tensiunea de alimentare şi de temperatură.

Montajul fiind alimentat la +5V se recomandă a se utiliza un regulator integrat LM 309 sau β etc.

Ca elemente de afişare se pot utiliza şi TIL 309 fără modificări sau TIL 311 cu modificări în cablaj.

În fig. 2 este prezentat cablajul (simplă faţă) la scara 1:1 (vedere dinspre suduri), iar în fig. 3 planul de implantare. ♦



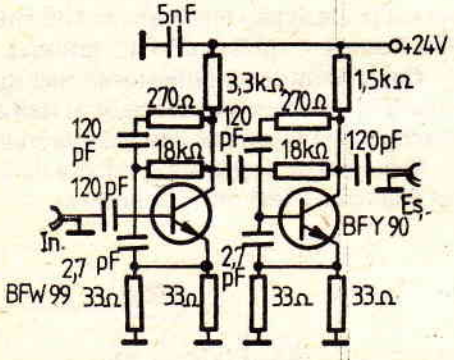
AMPLIFICATOR UUS/VHF/UHF

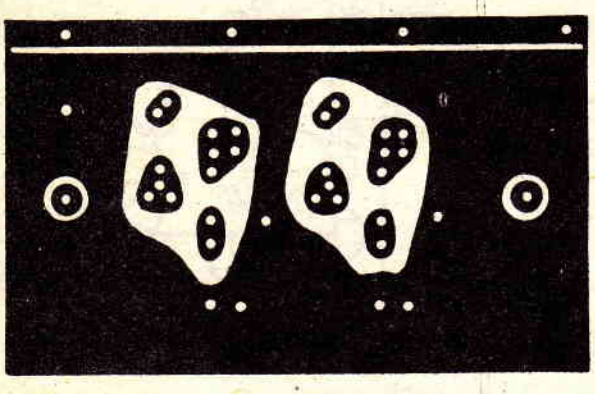
Schema prezentată asigură o amplificare de bandă largă în domeniul 40 - 850MHz. Cîştigul este de minim 12dB, în cazul în care alimentarea se face de la o sursă de 24V, la un consum de curent de cca. 24 mA.

Montajul se realizează pe o plăcuţă de circuit imprimat corodată pe una din feţe conform desenului din fig. 2. Cealaltă faţă rămîne necorodată. Componentele se plantează pe una din feţe, dar se va avea grijă ca în cazul plasării acestora pe faţa necorodată să se înlăture folia de Cu pe o rază de cca. 2mm în jurul găurilor de trecere. Construcţia finală va fi ecranată într-o cutie metalică fiind prevăzută cu două orificii pentru cuplarea cablului coaxial la intrare şi ieşire, plus un condensator de trecere pentru firul de alimentare.

Amplificatorul se poate plasa lîngă antena de recepţie sau pe traseul de coborîre dar cu rezultate mai slabe. Poate fi utilizat pentru recepţia în domeniul UUS (radiodifuziune) sau VHF/UHF pentru recepţia Tv sau a emisiunilor de radioamatori (2m sau 75 cm).

Fig. 1





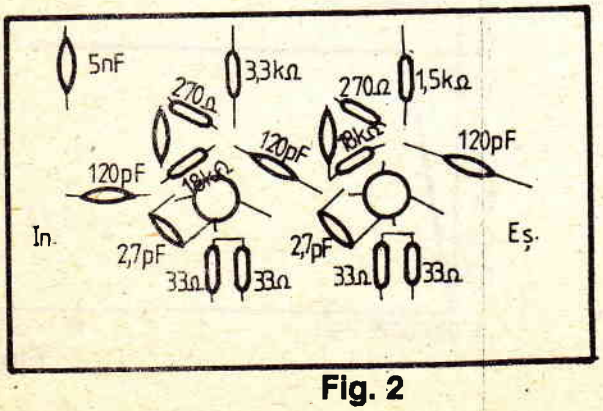


Fig. 2

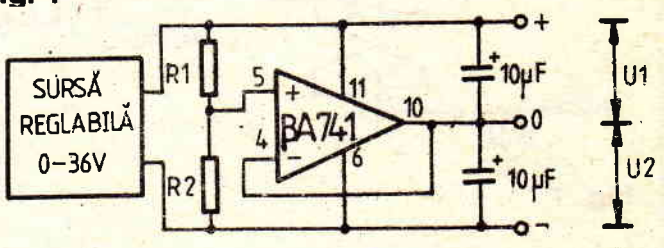
SURSE DUALE CU βA741

În fig. 1 se arată modalitatea de transformare a unei surse de tensiune simplă într-una dublă.

Amplificatorul operaţional βA741 are o protecţie internă bună, astfel că se poate alimenta cu orice tensiune de la 0 la 36 V. Raportul tensiunilor U_1/U_2 este egal cu raportul rezistenţelor R_1/R_2. Suma tensiunilor (U_1+U_2) va fi egală cu valoarea stabilită (fixată) de la sursa reglabilă. Curentul maxim debitat de sursa dublă va fi cel maxim suportat de amplificatorul operaţional.

În fig. 2 este reprezentată o schemă similară dar care poate debita un curent mai mare în sarcină. Este, de fapt, un amplificator de putere cu două tranzistoare finale montate ca repetoare. Tensiunea în punctul A este egală cu Vcc/2 şi este dictată ca şi în cazul precedent de raportul R_1/R_2. Sursa este neprotejată la scurtcircuit. Amplificarea în tensiune este unitară datorită reacţiei negative totale care se aplică pe intrarea inversoare (-) a amplificatorului operaţional. Diodele D_1 şi D_2 realizează polarizarea tranzistoarelor finale în vederea menţinerii acestora în conducţie chiar la curenţi foarte mici debitaţi în sarcină. Şi în acest caz, tensiunea de intrare este preluată de la o sursă bine filtrată şi stabilizată avînd posibilitatea reglării între zero şi max. 30 ... 36V.

Fig. 1



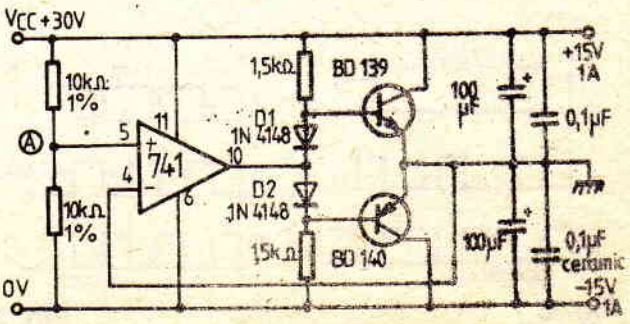


Fig. 2

GENERATOR SINCRONIZAT CBA/CBM

Cu ajutorul unei capsule MMC 4011 care conţine patru porţi ŞI-NU se pot realiza scheme electronice interesante şi utile în practica de electronist.

În fig. 1 se prezintă un multivibrator avînd două ieşiri complementare. În funcţie de semnalul de la intrare poate funcţiona atît ca generator sincronizat, cît şi ca multivibrator sau circuit basculant monostabil

Porţile P_1 şi P_2 formează un bistabil, care îşi schimbă starea în funcţie de semnalul aplicat pe poarta P_2.

Dacă se conectează intrarea la masă (nivel logic 0), poarta P_1 acţionează ca un inversor şi împreună cu P_3 şi P_4 formează un oscilator.

Dacă intrarea rămîne la masă pentru puţin timp ($T<2,5R_1C$), la ieşire apare numai un impuls egal cu o perioadă T, după care revine în poziţia iniţială. Această funcţionare este similară cu a unui circuit basculant monostabil.

Dacă la intrare se aplică impulsuri scurte de perioadă $T<2,5R_1C$ repetabile în timp, circuitul funcţionează sincronizat (fig. 2).

În cazul în care intrarea se ţine la masă mai mult de $2,5R_1C$, circuitul lucrează ca un multivibrator şi furnizează la ieşire un semnal asimetric cu o perioadă $T=2,5R_1C$ (fig. 3). Acest oscilator prezintă un avantaj faţă de celelalte prin aceea că schimbarea frecvenţei se face foarte uşor prin înlocuirea rezistorului R_1 cu un potenţiometru, reglajul putîndu-se face continuu.

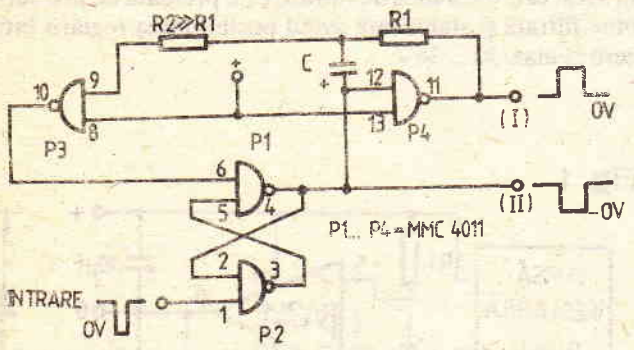


Fig. 1

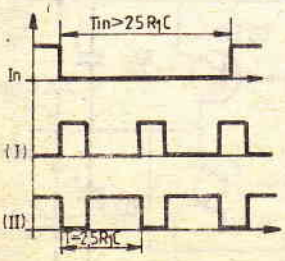


Fig. 2

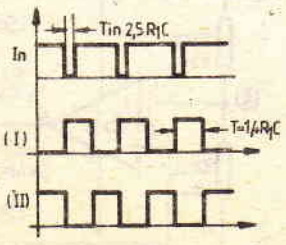


Fig. 3

AMPLIFICATOR COMPRESOR DE DINAMICĂ

Un asemenea amplificator poate fi folosit cu succes la: emiţătoare (compresor de dinamică), receptoare (pentru diminuarea efectului de Fading), înregistrări, indicatoare de volum, etc.

Domeniul de funcţionare este cuprins între 20Hz şi 20kHz. Timpul de răspuns este 1-2 ms, iar întîrzierea de aproximativ 0,4s.

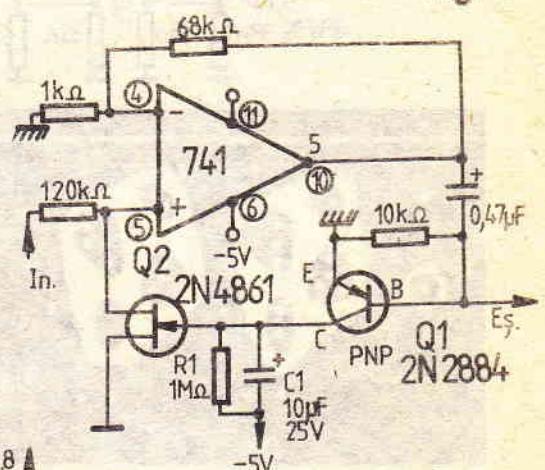
După cum se vede în figură, se utilizează un tranzistor cu efect de cîmp, canal tip n (2 N 4861 sau echivalent), ce conectează la masă intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional μA 741. Cînd tensiunea de ieşire depăşeşte Ube (T_1), deschide tranzistorul, curentul de colector încărcînd condensatorul C1. Tensiunea pe acest condensator determină rezistenţa tranzistorului T2. Dacă domeniul de variaţie a rezistenţei interne este cuprins între 120Ω şi 120KΩ, plaja de 60 dB este foarte uşor acoperită. În absenţa semnalului, C_1 se descarcă şi închide tranzistorul T_2. Grupul C_1 - R_1 determină constanta de timp a circuitului la revenire. Timpul de atac este determinat de C_1 şi de curentul prin tranzistorul T_1.

Tensiunea de intrare se divizează între rezistenţa de 120kΩ şi rezistenţa internă a FET-ului. Astfel semnalul aplicat poate depăşi tensiunea de alimentare fără pericolul de a distruge amplificatorul operaţional.

Cuplarea între amplificatorul operaţional şi T_1 se face capacitiv, deoarece punctul static al ieşirii amplificatorului se schimbă în funcţie de deschiderea tranzistorului T_2.

Semnalul de ieşire are o valoare de 1,4 V vîrf la vîrf în tot domeniul 25mV-30 V la intrare.

Fig. 1



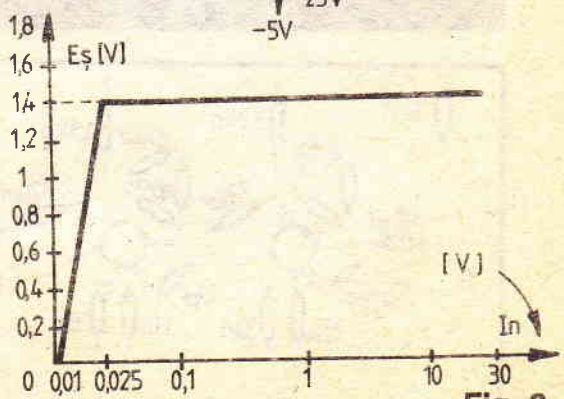


Fig. 2

SUMAR SELECTIV "ELECTRONISTUL" NR. 1-10

- Aprindere electronică (3 articole) ..... Nr. 1-3
- Regulator de tensiune (2 articole) ..... Nr. 1-7
- Comandă automată a ştergătorului de parbriz ..... Nr. 2
- Economizor ..... Nr. 4
- Alarmă antifurt (2 articole) ..... Nr. 8-9
- Tester auto ..... Nr. 9

- Stabilizator dual de tensiune ..... Nr. 1
- Sursă de alimentare pentru microcalculatoare personale ..... Nr. 4
- Sursă de laborator ..... Nr. 5-6
- Sursă de alimentare pentru staţiile de radioamatori ..... Nr. 7
- Convertor 6/12 V stabilizat ..... Nr. 9
- Programator orar ..... Nr. 2

- Memorator de posturi pentru receptorul R x 2001 ..... Nr. 3
- Tahometru cu efect Hall ..... Nr. 3
- Comutator disk-jockey ..... Nr. 4
- Minibaie de spălare cu ultrasunete ..... Nr. 4
- Ceas electronic ..... Nr. 7
- Termostat de protecţie ..... Nr. 8
- Reglajul continuu al turaţiei ..... Nr. 10

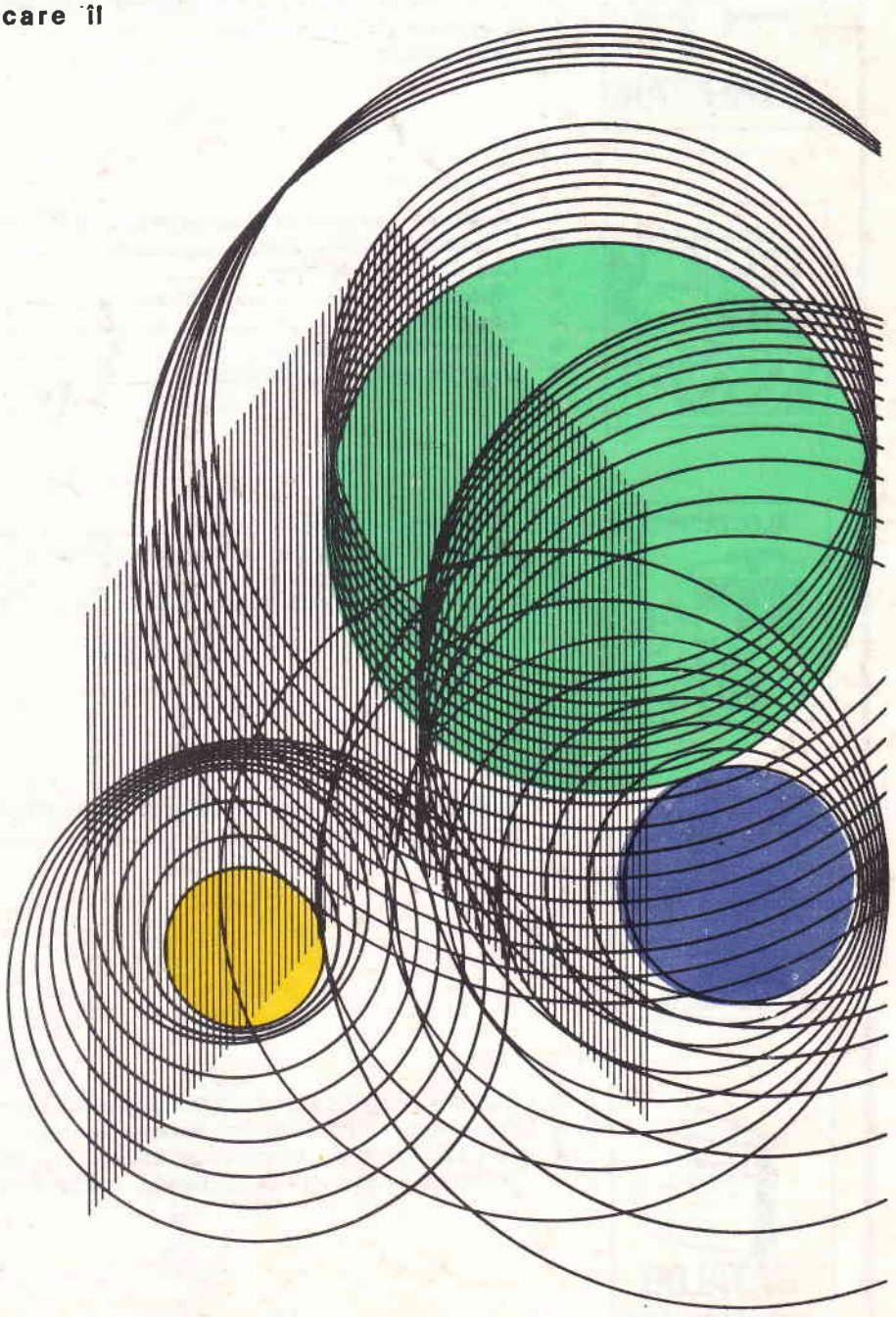
- Temporizator digital ..... Nr. 1
- Comandă automată în infraroşu a aparatului foto ..... Nr. 2
- Analizor de culoare ..... Nr. 5
- Termostat pentru laboratorul foto ..... Nr. 8

- Electrostimulator pentru masaj şi acupunctură ..... Nr. 1
- Neurostimulator ..... Nr. 5

- TAA 661 Amplificator limitator şi demodulator MF ..... Nr. 1
- Tranzistoare NPN de putere pentru comutaţie ..... Nr. 2, 4
- TBA 120 U/120 T / Amplificator limit. F.I. şi demod. MF ..... Nr. 3
- Tranzistoare pentru videofrecvenţă - caracteristici, echivalenţe ..... Nr. 5

Lei 135

Sperînd într-o colaborare cu dv. , vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentantul STAN SERGIU).

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi.

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi 165 lei pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.